

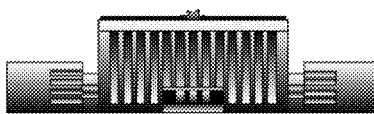


**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ им. Г.И. Будкера СО РАН
(ИЯФ СО РАН)**

А.Д. Хильченко, А.Н. Квашнин, П.В. Зубарев, Е.А. Пурыга,
Д.В. Моисеев, В.А. Хильченко, С.В. Иваненко

**Аппаратура регистрации экспериментальных данных на
основе быстродействующих АЦП. Адаптивные регистраторы**

ИЯФ 2025-09



**НОВОСИБИРСК
2025**

Аппаратура регистрации экспериментальных данных на основе быстродействующих АЦП

Адаптивные регистраторы

А.Д. Хильченко, А.Н. Квашнин, П.В. Зубарев, Е.А. Пурыга,
Д.В. Моисеев, В.А. Хильченко, С.В. Иваненко

Введение

Работы, ориентированные на создание средств регистрации формы однократных импульсных сигналов, способных передавать результаты измерений вычислительной технике, были инициированы в ИЯФ СО РАН Э.П. Кругляковым в 1974 году. Приборы этого типа («цифровые» осциллографы или регистраторы) были призваны изменить традиционную для импульсных электрофизических установок методику регистрации экспериментальных данных, базирующуюся на использовании запоминающих осциллографов, фотосъемке осциллограмм и трудоемких процедурах обработки фотоматериалов. Их появление открывало путь к построению на экспериментальных комплексах полномасштабных информационно измерительных систем (ИИС), способных в режиме, максимально приближенном к режиму реального времени, фиксировать сигналы широкого спектра диагностик, проводить их обработку, архивировать и отображать в удобном для анализа виде результаты эксперимента.

Основой первого восьмиканального «цифрового» осциллографа ADC850 [1], разработка которого была завершена в ИЯФ СО РАН в 1975 году, были 8-ми канальный коммутатор, 8-ми разрядный АЦП с частотой дискретизации 20 МГц, буферное ЗУ объемом 512 байт/канал, а также блок управления, включавший в свой состав интерфейсный узел к последовательной системе связи, разработанной в радиофизической лаборатории для сопряжения периферийных приборов с ЭВМ серии «Одра». ADC850 строился на дискретной элементной базе в конструктивах стандарта «Вишня». Он был первым «цифровым» осциллографом, использовавшимся в реальном плазменном эксперименте (установка «ГОЛ-1», диагностика плотности плазмы [2]). Спустя пару лет, уже в конструктивах стандарта КАМАК, появились более быстродействующие регистраторы серии «Импульс» (6-ти 7-ми разрядные АЦП с частотой дискретизации до 100 МГц) [3, 4]. Чуть позже были разработаны цифровые осциллографы на осциллографических трубках с диэлектрической мишенью «Магнолия» [5], регистраторы семейства АФИ на основе емкостных накопителей [6], регистратор на основе «слеящего» АЦП с параллельно включенной по отношению к входному сигналу секцией компараторов [7]. Позитивные результаты использования этой аппаратуры как на установках ИЯФ, так и на установках других научно-исследовательских центров страны, создали предпосылки для разработки регистраторов следующего поколения, обладающих улучшенными метрологическими характеристиками. В период с 1980 по 1985 г. на основе однокристалльных АЦП отечественного производства, в ИЯФ

были разработаны линейки приборов серий «S» [8] и Ц91XX [9-11] с частотами дискретизации АЦП до 50 МГц, регистраторы ADC824A/Б/В [12], созданы модули синхронизации и коммутаторов аналоговых сигналов. Параллельно отрабатывались методики и создавались стенды для настройки этой аппаратуры и ее метрологического контроля. В 1986 г. часть разработок была передана Чебоксарскому ПО «Электроприбор», на базе которого было организовано серийное производство регистраторов семейства Ф4224/4225/4226 (аналоги приборов серии Ц91XX) и многоканальных систем сбора данных ФК 4224/4225/4226 [13], ставших ключевыми элементами ИИС многих импульсных электрофизических установок страны. В ИЯФ СО РАН эта аппаратура использовалась на плазменных установках ГОЛ-М, У-1 и Спин, ГОЛ-3, ГДЛ и Амбал-М, а также на ускорительно-накопительных комплексах. Следующие этапы развития средств регистрации в ИЯФ были связаны с разработкой гальванически изолированных регистраторов первого поколения [14], многоканальных модулей регистрации в конструктивах Евромеханики [15, 16], а также строящихся на их основе синхронных измерительных систем и кластеров, интегрирующих в своем составе сотни каналов регистрации данных [17]. В аппаратуре этого поколения для сопряжения с вычислительной техникой уже использовались каналы связи Ethernet-100. На этом же этапе начались работы по созданию специализированных регистраторов, ориентированных на конкретные диагностики. Они включали в состав цифрового узла, строящегося на основе элементов программируемых логических матриц (FPGA), блоки обработки данных, функционирующие в режиме реального времени. В частности, с их помощью по сигналам фотодетекторов гетеродинного и дисперсионного интерферометров восстанавливались текущие набег фазы, обусловленные изменениями плотности плазмы в магнитных ловушках [18], а в рентгеновской, корпускулярной и нейтронной диагностиках формировались энергетические спектры гамма-квантов протонов и нейтронов [19]. Последний этап развития средств регистрации в ИЯФ СО РАН был связан с разработкой многоканальных приборов с шинами сопряжения PCI и PCI-Express [20], гальванически изолированных регистраторов нового поколения [21] и так называемых «быстродействующих адаптивных регистраторов сигналов» (семейство «БАРС») [22], характеризующихся расширенным функциональным потенциалом.

Адаптивные регистраторы

Распределенная архитектура ИИС экспериментальных установок и комплексов ИЯФ, базирующаяся на использовании «цифровой» осциллографии, клиент-серверной технологии информационного обмена и сетевых средств сопряжения периферийной аппаратуры с вычислительной техникой, а также потребность переноса во многих приложениях на уровень средств регистрации рутинных процедур по предварительной обработке данных, предопределили необходимость существенного расширения функционального потенциала этих приборов. Аппаратной основой отвечающих этим требованиям регистраторов семейства «БАРС» стали широкополосные усилители с программно модифицируемым коэффициентом передачи, многоканальные кристаллы ЦАП большой разрядности, кристаллы синтезаторов частот со встроенными контурами фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), быстродействующие кристаллы 12-14 разрядных АЦП, а также программируемые логические матрицы (FPGA), интегрирующие в своем составе одно или двух ядерный процессор семейства ARM® Cortex®-A9, работающий под управлением ОС Linux. Применение указанной элементной базы позволило:

- унифицировать схемотехнику измерительных трактов и реализовать в них возможность программного управления коэффициентом передачи, положением нулевой линии, полосой пропускания, частотой дискретизации и другими базовыми параметрами,
- использовать для оцифровки сигналов быстродействующие кристаллы АЦП с произвольным интерфейсом (CMOS, LVDS, DLVDDR, QDDR, JESD204B и т.д.),
- реализовать процедуру записи последовательности отсчетов АЦП или данных, формируемых построенным на элементах FPGA узлом их предварительной обработки, в память процессорного модуля в режиме прямого доступа (DMA),
- унифицировать приборный интерфейс,
- интегрировать в цифровой узел набор осциллографических и специализированных режимов регистрации данных, а также ориентированных на широкий спектр приложений процедур обработки информационных потоков в режиме реального времени,
- упростить процедуру адаптации приборов к требованиям конкретного приложения используя механизм удаленной загрузки базовых, специализированных или модифицированных по инициативе пользователя версий конфигурационного файла FPGA, а также программного обеспечения (ПО), как системного, так и прикладного уровней,
- использовать результаты измерений для формирования с помощью специализированных «аппаратных» модулей, включаемых в состав цифрового узла, сигналов обратной связи для контуров управления параметрами объекта исследований.

В состав семейства БАРС входят приборы, реализующие методики прямого (ADC_500/2, ADC_250/4 и ADC_250/4M, ADC125/2 и ADC_80/8) и масштабно-временного преобразования сигналов (ADC145000/2, ADC145000/4, ADC145000/8). Данная работа посвящена приборам первого типа. Обобщенная схема их построения приведена на рис.1.

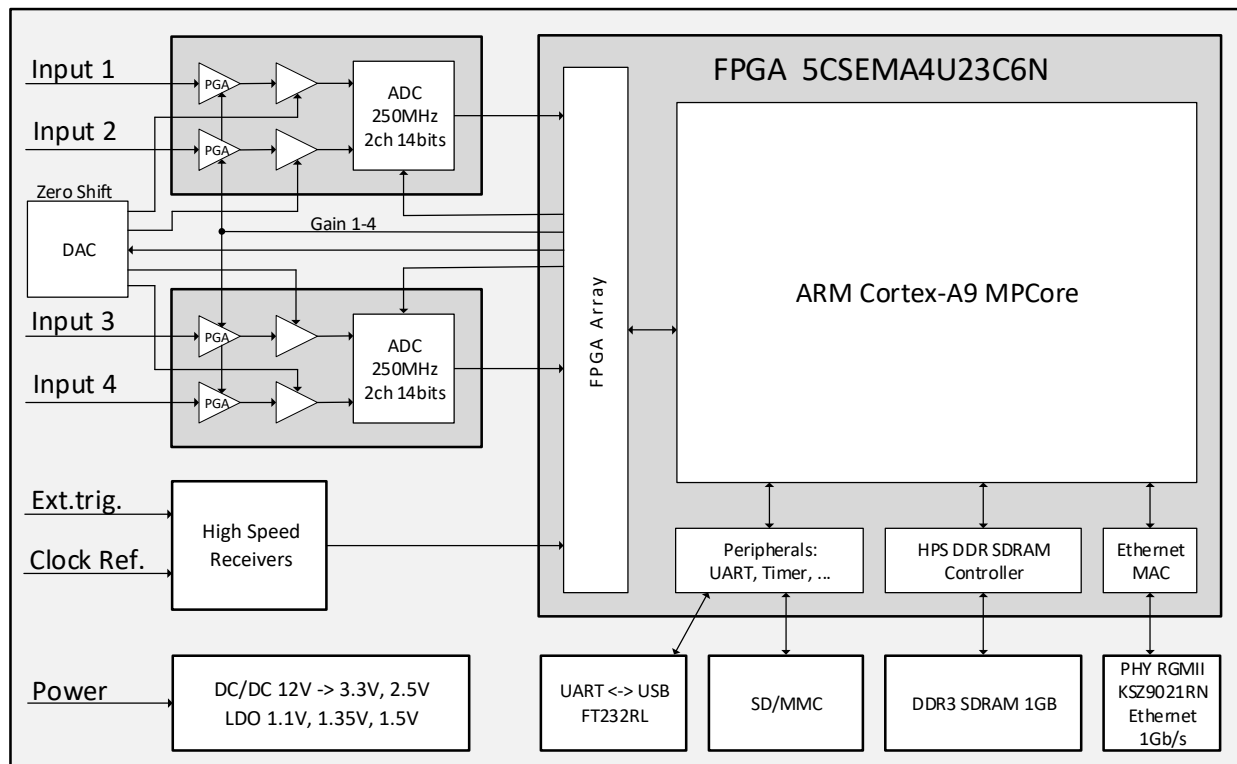


Рис. 1. Схема построения адаптивных регистраторов, реализующих методику прямого преобразования (4-х канальная версия).

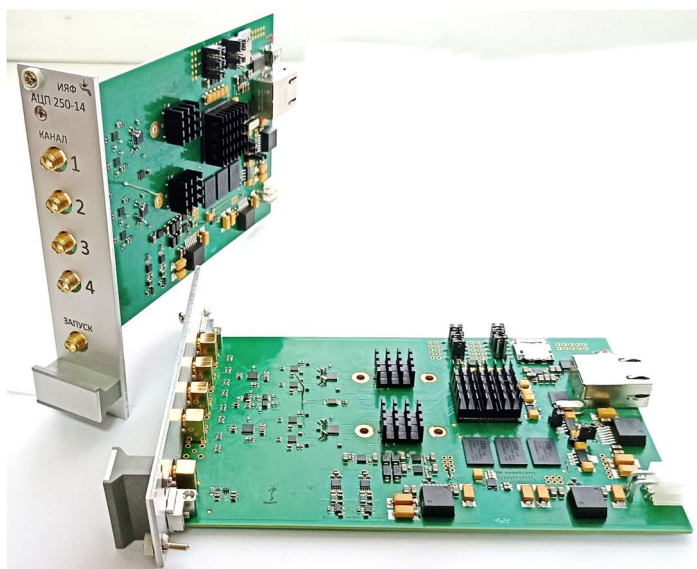


Рис. 2. Фотография регистратора ADC 250/4M.

Адаптивные регистраторы (АР) включают в свой состав:

- от двух до восьми (ADC_500/2 и ADC125/2 – два, ADC_250/4 – четыре и ADC_80/8 – восемь) измерительных трактов, содержащих узлы нормализации и оцифровки входных сигналов,

- узел приемников внешних импульсов синхронизации и запуска,
- силовой узел, формирующий на основе одного внешнего источника необходимый для всех элементов регистратора набор напряжений питания,
- цифровой узел на основе FPGA семейства Cyclone V, интегрирующей в своем составе массив элементов программируемой логики, 32-х разрядный процессор семейства ARM® Cortex®-A9, работающий под управлением ОС Linux, контроллеры SD-карты, DDR3 памяти объемом до 4-х Гбайт, портов ввода/вывода UART и USB, а также канала связи Ethernet-1000, обеспечивающего сопряжение регистратора с сервером базы данных и удаленной консолью оператора.

В регистраторах реализованы механизмы локальной (с SD-карты) и удаленной загрузки (по каналу связи Ethernet) конфигурационного файла FPGA, задающего логику работы элементов цифрового узла, величины индивидуальных корректирующих констант, определяющих базовые метрологические характеристики измерительных трактов, а также программного обеспечения системного и прикладного уровней, в том числе созданного пользователем.

Измерительные тракты:

- согласуют амплитудный динамический диапазон входного сигнала со шкалой преобразования АЦП по амплитуде с помощью узла нормировки на основе усилителей с программно управляемыми коэффициентом передачи и положением нулевой линии,
- подавляют высокочастотные гармоники входного сигнала с помощью активных и пассивных фильтров, ограничивающих полосу пропускания сигнального тракта с целью исключения наложений прямого и отраженного относительно частоты дискретизации участков спектра этого сигнала после его оцифровки,
- «оцифровывают» текущие значения амплитуды входного сигнала с помощью АЦП, работающего с максимально возможной частотой дискретизации.

АЦП всех измерительных трактов работают синхронно. Они формируют и оцифровывают выборочные значения входных сигналов одновременно.

В измерительных трактах регистраторов используются *узлы нормировки*, построенные на основе широкополосных усилителей с коэффициентом передачи, управляемым кодом (PGA) или напряжением (VGA).

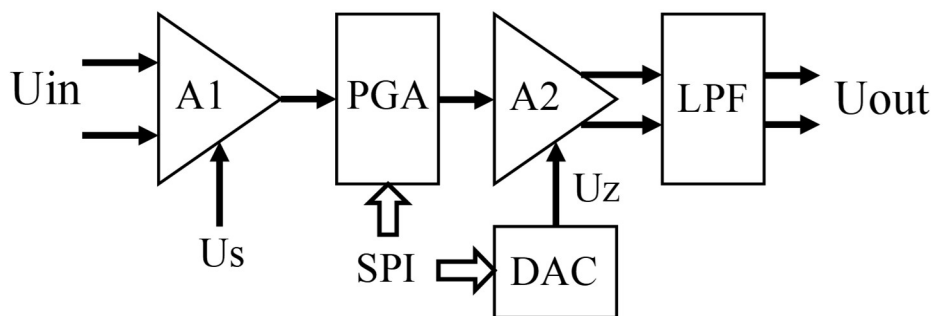


Рис. 3. Узел нормировки на базе PGA

Узел нормировки на основе PGA содержит:

- входной каскад A1, построенный на базе усилителя с дифференциальными входами и выходами, согласующий диапазон изменения входного сигнала (знакопеременного, положительной или отрицательной полярности) со смещенной в область положительных напряжений амплитудной шкалой PGA,
- управляемый цифровым узлом регистратора по шине SPI кристалл PGA с однополярным источником питания,
- выходной каскад A2 на базе усилителя с дифференциальными входами и выходами, решающий задачи:
 - смещения с помощью вспомогательного ЦАП положения нулевой линии входного сигнала с целью согласования диапазона его изменения с амплитудной шкалой АЦП,
 - ограничения с помощью фильтра нижних частот LPF полосы пропускания сигнального тракта в высокочастотной области, исключающего появление в процессе оцифровки входного сигнала наложений его прямых и отраженных относительно частоты дискретизации спектральных компонент.

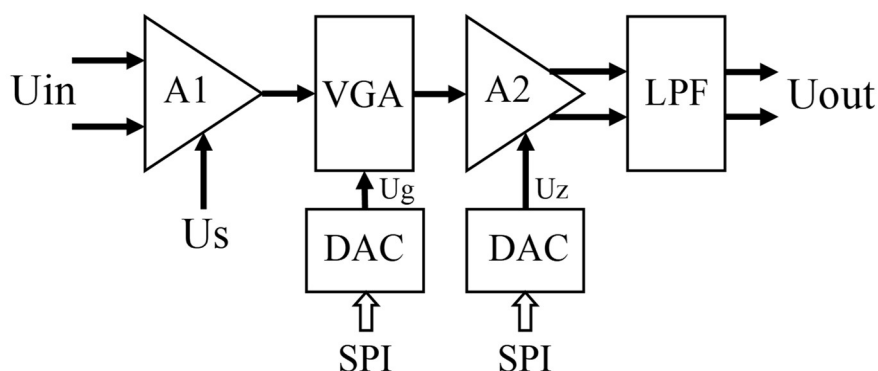


Рис. 4. Узел нормировки на базе VGA

В узле нормировки второго типа (рис.4) текущее значение коэффициента передачи кристалла VGA задается напряжением, формируемым вспомогательным ЦАП, взаимодействующим с цифровым узлом регистратора по шине SPI. Выходной каскад имеет ту же схему построения и решает те же задачи, что и его аналог в узле нормировки на основе PGA.

В измерительных трактах адаптивных регистраторов для оцифровки входных сигналов используются кристаллы быстродействующих АЦП повышенной разрядности (12 – 14 бит) с разным форматом представления отсчетов (CMOS, TTL, LVTTTL, LVDS, DDR LVDS, JESD204B). Они работают синхронно с одной и той же частотой дискретизации. Задачи фиксации отсчетов АЦП, преобразования их формата в удобный для всех последующих процедур обработки данных бинарный формат, а также фильтрации и децимации потока этих отсчетов, решаются приемным и иными цифровыми модулями, строящимися на элементах FPGA на основе библиотечных и «home made» функций. АЦП в этих трактах работают с максимально возможной частотой дискретизации, что позволило зафиксировать частоту среза АЧХ фильтра нижних частот

(LPF), свести к минимуму апертурную неопределенность моментов взятия отсчетов и, как следствие, минимизировать динамическую погрешность измерительных трактов.

Функции источника опорного синхросигнала, задающего текущее значение частоты дискретизации АЦП АР, может выполнять **встроенный генератор**, либо, опционально, **приемник внешнего синхросигнала**. Выбор источника производится сигналом управления «внешний/внутренний», поступающим от цифрового узла.

В автономном режиме работы регистраторов приемник внешнего синхросигнала пассивен. Активен встроенный генератор опорного синхросигнала с необходимыми для АЦП параметрами: частотой, стабильностью, величиной апертурной неопределенности.

В приложениях, требующих построения многомодульных распределенных измерительных систем с единой временной шкалой для всех измерительных трактов, или систем, в которых моменты взятия отсчетов должны быть жестко привязаны к внешним событиям, используется приемник внешнего синхросигнала регистратора. Принятый им синхросигнал поступает на умножитель частоты (рис.5), построенный на основе управляемого напряжением генератора (ГУН), делителя частоты (Д), фазового детектора (ФД) и фильтра низких частот (ФНЧ), формирующих контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Выходной сигнал ГУН задает текущее значение частоты дискретизации АЦП измерительных трактов.

Коэффициент передачи ГУН с петлей ФАПЧ задается коэффициентами передачи всех входящих в его состав элементов в виде:

$$\frac{F_{out}}{F_{in}} = \frac{(K_d K_v Z(s)) / s}{1 + (K_d K_v Z(s)) / sN} \quad (1)$$

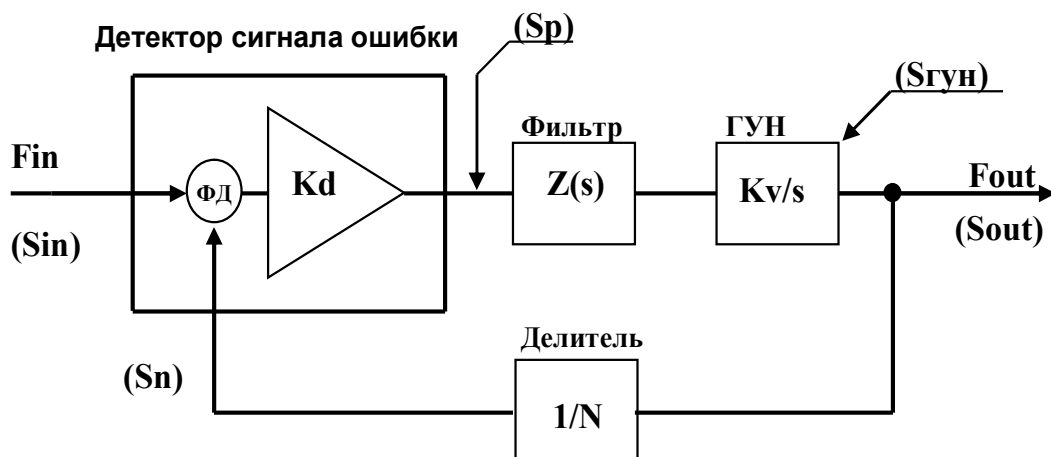


Рис. 5. Схема построения умножителя частоты на основе ГУН с петлей ФАПЧ

Среднеквадратичное значение амплитуды шумовой компоненты выходного сигнала умножителя определяется как:

$$S_{out} = \frac{F_{out}}{F_{in}} \sqrt{S_{in}^2 + S_n^2 + S_p^2 \left(\frac{1}{K_d} \right)^2 + S_{гун}^2 \left(\frac{s}{K_d Z(s) K_v} \right)^2} \quad (2)$$

где S_{in} , S_n , S_p и $S_{гун}$ - среднеквадратичные амплитуды шумовых компонент входного сигнала и элементов самого генератора, а K_d , K_v и $Z(s)$ - коэффициенты передачи этих элементов.

В предельном случае, при $K_d \cdot K_v \cdot Z(s) \ll s$ и произвольном соотношении F_{out} и F_{in} величина $S_{out} \approx \sqrt{S_{гун}^2 + \left(\frac{K_d K_v Z(s)}{s} \right)^2 (S_{in}^2 + S_n^2 + S_p^2 / K_d^2)}$ практически не зависит от S_{in} и определяется собственным шумом ГУН. Отсюда следует, что высокочастотные компоненты фазового шума, связанные с входным синхросигналом F_{in} , в схеме формирования опорного синхросигнала АЦП на основе ГУН с петлей ФАПЧ эффективно подавляются. Что, собственно, и предоставляет возможность построения на основе адаптивных регистраторов многоканальных систем сбора данных с распределенной архитектурой, характеризующихся единой временной шкалой для всех измерительных трактов и предельно малой величиной апертурной неопределенности моментов взятия отсчетов их средствами А-Ц преобразования. При работе регистраторов с внешним источником опорного синхросигнала в состав ИИС включаются вспомогательные модули, - так называемые синхронизаторы, формирующие фазированные друг с другом опорные синхросигналы (рис.6).

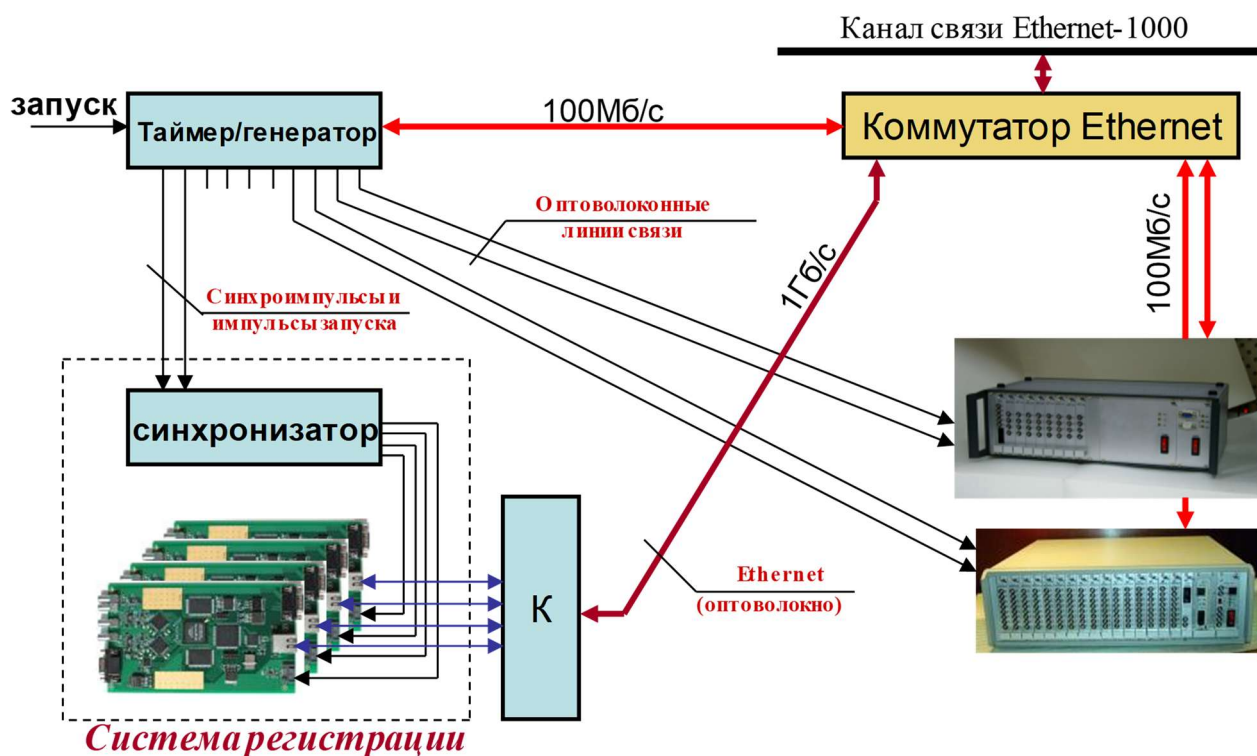


Рис. 6. Архитектура распределенных многоканальных синхронных систем регистрации данных с внешним источником опорного синхросигнала

С прикладной точки зрения наиболее значимыми для измерительных трактов на основе широкополосных усилителей, формирующих фильтров и быстродействующих АЦП повышенной разрядности, являются их базовые метрологические характеристики. К числу последних следует отнести не только стабильность положения нулевой линии и коэффициентов передачи, но

и величину искажений, обусловленных как апертурной неопределенностью опорного синхросигнала, так и отклонениями от идеала фазы и амплитудно-частотных характеристик (ФЧХ и АЧХ) указанных ранее элементов в полосе рабочих частот регистратора. Статические погрешности являются функцией качества используемых электронных компонент. Они могут быть сведены к приемлемому уровню корректным выбором элементной базы и процедурами периодической калибровки измерительных трактов. С динамическими погрешностями ситуация несколько сложнее. Усилители в области высоких частот имеют малый запас по фазе в петле обратной связи, что нередко приводит к появлению затухающих колебаний или выброса на их переходной характеристике. Для многих кристаллов PGA и VGA характерны частотно-зависимые отклонения коэффициента передачи от заданного уровня, обусловленные паразитной внутренней емкостной и тепловой связью между их входными и выходными элементами. Примером могут служить кристаллы AD8337 и LMN6401. При прямоугольном входном сигнале на выходе первых при работе на емкостную нагрузку заметны затухающие осцилляции малой амплитуды, а на выходе вторых, – частотно зависимые изменения коэффициента передачи. Величина погрешности и постоянная времени ее релаксации зависят от глубины обратной связи в контуре термокомпенсации (рис.7).

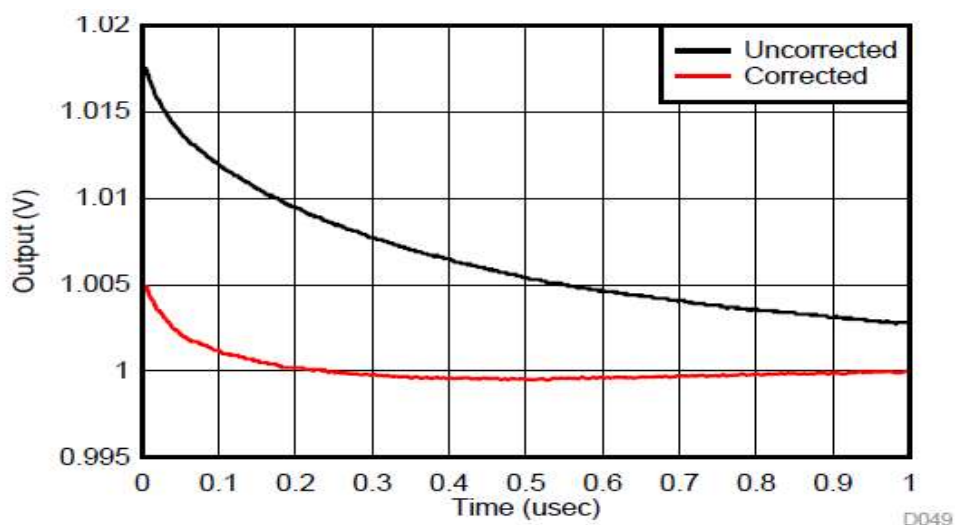


Рис. 7. Графики, отражающие характер поведения коэффициента передачи LMN6401 с разомкнутым (черный) и замкнутым (красный) контуром термокомпенсации.

Частотно зависимые искажения коэффициента передачи свойственны и входным каскадам некоторых кристаллов АЦП. В качестве примера на рис.8 приведен график, отражающий характер поведения коэффициента передачи входного каскада АЦП семейств ADS42XX и ADS61XX в низкочастотной области (0 – 2МГц) [23].

Перечень подобных частотно зависимых искажений не исчерпывается приведенными примерами. Тем не менее, большую часть из них можно свести к минимуму. В том числе, традиционным способом, - с помощью аналоговых корректирующих цепей. Однако, из-за разброса параметров элементной базы, паразитной электромагнитной связи между электронными компонентами на

печатной плате, параметры этих цепей оказываются индивидуальными для каждого широкополосного измерительного тракта, а процедура их подгонки под оптимальные значения, - весьма трудоемкой. Более привлекательной выглядит методика, используемая в приборах семейства БАРС. Она основана на снижении уровня искажений с помощью «цифровых» корректирующих фильтров, строящихся на элементах FPGA. Подбор параметров этих фильтров производится на этапе настройки регистраторов с помощью соответствующих программных и аппаратных средств. Выполняется эта процедура при подаче на входы измерительных трактов тестовых сигналов прямоугольной формы. Ее результаты, в виде массива управляющих констант, индивидуальных для цифровых фильтров каждого измерительного тракта, запоминаются на SD-карте. В последующем, при каждом включении источника питания регистратора, они считываются прикладным ПО и используются его цифровым узлом по назначению.

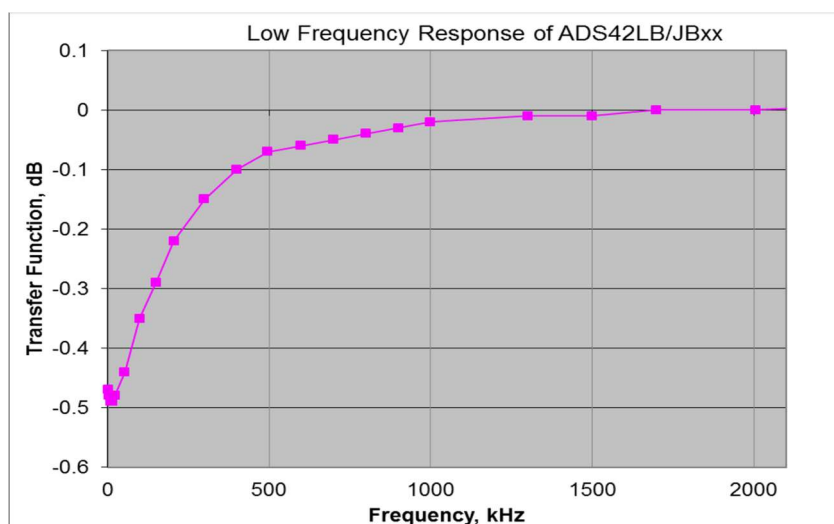


Рис. 8. Характер поведения коэффициента передачи входного каскада АЦП семейств ADS42XX и ADS61XX в области низких частот

Результирующая погрешность описанной методики коррекции динамических искажений во многом определяется параметрами тестового сигнала, поступающего на входы измерительных трактов. При настройке опытных партий регистраторов семейства БАРС в качестве источника этого сигнала использовались генераторы импульсных сигналов разных фирм. Как оказалось, большая часть из них имеет собственную динамическую погрешность на уровне 0.1% от амплитуды, что и предопределило результирующую погрешность процедур коррекции искажений и калибровки коэффициентов передачи измерительных трактов. При разрядности АЦП этих трактов в 12-14 бит полученный результат можно считать удовлетворительным, но не вполне приемлемым. Особенно для перспективных разработок средств регистрации на основе АЦП повышенной разрядности. Это обстоятельство послужило мотивом для разработки встраиваемого в измерительные тракты регистраторов последующих модификаций генератора тестовых сигналов, обладающего в несколько раз меньшей динамической погрешностью. Схема его построения приведена на рис.9.

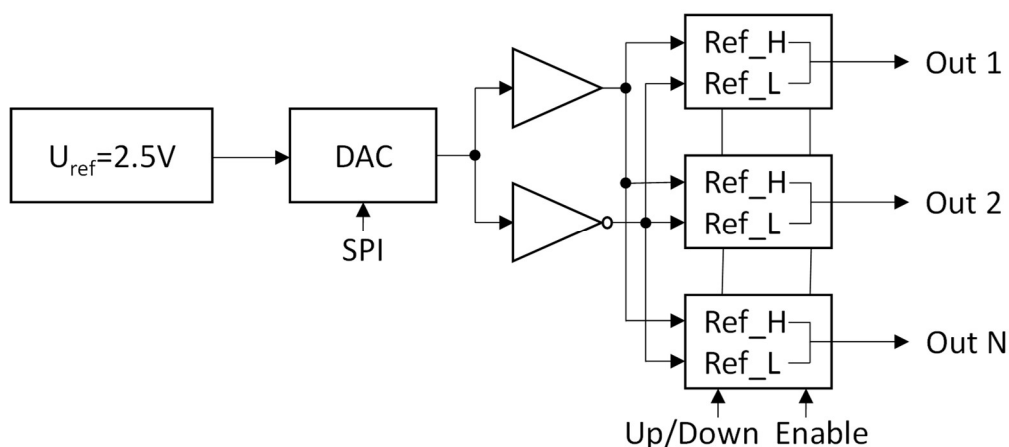


Рис. 9. Схема построения генератора тестовых сигналов

Входящий в состав генератора ЦАП (DAC), управляемый цифровым узлом по шине SPI, с помощью вспомогательных усилителей формирует два программно перестраиваемых уровня напряжений. Положительное соответствует верхнему, а отрицательное, - нижнему уровню выходного сигнала, формируемого широкополосным аналоговым мультиплексором. При единичном состоянии сигнала управления «up/down» он подключает ко входу измерительного тракта выходной сигнал узла ЦАП положительной полярности, при нулевом, - отрицательной. Активное состояние управляющего сигнала «enable» отключает выходной каскад мультиплексора от нагрузки. Указанные сигналы управления формируются цифровым узлом регистратора при работе в режиме калибровки измерительных трактов.

Приемник внешнего импульса запуска не имеет каких-либо особенностей. Он строится на основе быстродействующего компаратора, ретранслирующего одноименный входной сигнал на соответствующий вход FPGA. Используется этот сигнал для привязки начала или конца цикла регистрации данных к внешним событиям.

Цифровой узел адаптивных регистраторов

Цифровой узел приборов семейства БАРС имеет модульную архитектуру. Наряду с процессором и связанными с ним элементами он включает в свой состав функционально полный набор аппаратных компонент, строящихся на базе элементов FPGA с помощью библиотеки стандартных и специализированных «home made» функций. Эти компоненты ориентированы на аппаратную реализацию процедур, предусматривающих:

- прием отсчетов АЦП и, при необходимости, их фильтрацию и децимацию,
- обработку в режиме реального времени поступающих от АЦП информационных потоков с целью формирования физически значимых результатов измерений,
- формирование, при необходимости, на основе результатов измерений сигналов обратной связи для контуров управления параметрами того или иного объекта.

В процессе проработки различных вариантов построения цифрового узла адаптивных регистраторов за явным преимуществом был выбран вариант, основанный на использовании кристаллов FPGA относительно большой емкости со встроенным процессором семейства ARM Cortex-A9, работающим под управлением ОС Linux. В его рамках:

- процедуры обработки результатов измерений могут выполняться как на аппаратном, так и на программном уровне,
- последовательности отсчетов АЦП или результаты их обработки реализованными на элементах FPGA специализированными модулями могут записываться в режиме реального времени непосредственно в блок памяти процессорного узла по каналу прямого доступа (DMA), что исключает при обработке и пересылке консольному компьютеру информационных массивов необходимость их «перевалки» из одного элемента памяти в другой,
- прикладное ПО может непосредственно взаимодействовать с размещенным в FPGA массивом регистров управления и контроля регистратора, представленным в адресном пространстве процессора в виде ячеек памяти,
- пользователю доступны привычные системы и среды разработки собственных приложений, ориентированные на выполнение аппаратно или программно необходимых для конкретного приложения специализированных алгоритмов обработки данных на «на борту» регистратора,
- для сопряжения с внешним миром используется интегрированный в состав процессорного узла сетевой интерфейс Ethernet-1000, поддерживающий не только широкий спектр протоколов информационного и командного обмена, но и процедуры удаленной загрузки конфигурационного файла FPGA, операционной системы (ОС) и прикладных программ, в том числе, создаваемых пользователем.

Базовые компоненты цифрового узла

Цифровой узел (рис.10) содержит три ключевых элемента – интегрированный в FPGA модуль процессора с контроллером памяти и набором портов ввода/вывода, массив логических элементов и «цифровых» модулей FPGA, а также связывающий их друг с другом коммуникационный узел.

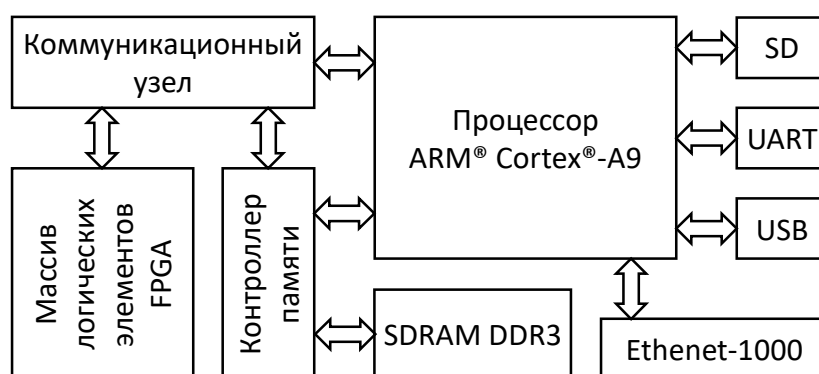


Рис. 10. Базовые компоненты цифрового узла

Основой коммуникационного узла являются модуль сопряжения процессора с массивом регистров управления и контроля регистратора и модуль пересылки данных АЦП или результатов процедур обработки данных, исполняемых «аппаратно» соответствующими модулями FPGA, в блок памяти процессора. С целью унификации «приборного» интерфейса набор регистров управления и контроля, а также объем блока памяти процессора, предназначенной для хранения результатов измерений, во всех приборах семейства БАРС фиксирован и идентичен. Эти элементы отображаются в одно и то же адресное пространство процессора (128 32-х разрядных регистров с начальным адресом **0xFF200000** и до 3.5 гигабайт блока памяти с начальным адресом **0x20000000**).

К числу строящихся на основе элементов FPGA модулей цифрового узла относятся:

Модуль регистров управления и контроля, включающий в свой состав:

- базовые регистры:

- 0. adc_ident - идентификатор регистратора
- 1. main_reg - основной регистр управления и контроля
- 2. delay - указатель длительности интервала задержки
- 3. trig_level - указатель порогового уровня запуска
- 4. cou_addr - указатель адреса точки остановки цикла регистрации
- 5. n_words - регистр-указатель длительности цикла регистрации
- 6. p_numbers - регистр-указатель количества страниц
- 7. delay_stop - указатель длительности интервала послеистории

- регистры управления напряжениями сдвига нуля и коэффициентами передачи измерительных трактов:

ADC_500 ADC_250 ADC_80 тип модуля ADC_125 ADC_250M

- 8. dac[0] - 1-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 9. dac[1] - 2-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 10. dac[2] - 3-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 11. dac[3] - 4-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 12. dac[4] - 5-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 13. dac[5] - 6-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 14. dac[6] - 7-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 15. dac[7] - 8-й канал уровень напряжения сдвига нуля
 - 16. pga[0] - 1-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 17. pga[1] - 2-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 18. pga[2] - 3-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 19. pga[3] - 4-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 20. pga[4] - 5-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 21. pga[5] - 6-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 22. pga[6] - 7-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
 - 23. pga[7] - 8-й канал коэффициент передачи VGA или PGA
-

- **регистры управления спектроскопическими модулями обработки данных** (используются только в ADC_500):

- 24. trig_lev - уровень запуска цикла обработки события
- 25. timer - длительность интервала набора статистики
- 26. kx_1s - корректирующий множитель НЧ гармоника
- 27. kx_2s - корректирующий множитель ВЧ гармоника
- 28. dis_lev - уровень дискриминации событий
- 29. cou_ev - счетчик количества наложенных событий
- 30. lev_ls - нижний уровень энергетической шкалы
- 31. lev_hs - верхний уровень энергетической шкалы

- **регистры управления модулем обработки данных дисперсионного интерферометра** (используются только в ADC_125):

- 32..63 - регистры параметров ПИД регулятора и ЗУ опорных констант
- 64..79 - уровни положения нулевой линии с 1 по 16
- 80..95 - величина коэффициента передачи с 1 по 16
- 96..119 - зарезервированы

- **регистры узла подстройки параметров корректирующих фильтров**

- 120. rg_cog - коэффициенты корректирующих фильтров
- 121. rg_dac_h - верхний уровень тестового сигнала
- 122. rg_dac_l - нижний уровень тестового сигнала

123..127 - зарезервированы

Содержимое **регистра-идентификатора** уникально для каждого регистратора. Оно задается разработчиком и содержит информацию о количестве измерительных трактов, разрядности и быстродействии АЦП, входящих в состав прибора, а также о наборе реализуемых его цифровым узлом режимов работы. Идентификатор позволяет на этапе инициализации прикладной программы из всего списка доступных активизировать только те ее компоненты, которые поддерживают заявленный им набор режимов работы регистратора.

Выделенным из числа представленных выше регистров является **основной регистр**, формат которого показан на рис.11.

32	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1				
0	0	0	0	0	0	0	0	filtr_on_off[7:0]								adc_num[2:0]		rise/fall		ext/int		mode[2:0]		f_adc[2:0]		data_ready		en_trap		en_work		p_start		p_reset	

Рис. 11. Формат основного регистра

С помощью этого регистра осуществляется сброс элементов аналогового и цифрового узлов регистратора в начальное состояние (разряд «*p_reset*»), активируется и задается режим приема или формирования сигнала запуска цикла регистрации («*p_start*», «*en_work*», «*ext_int*», «*adc_num[2:0]*» и «*rise/fall*»), за-

дается режим регистрации данных (поле «*mode[2:0]*») и текущее значение частоты дискретизации АЦП (поле «*f_adc[2:0]*»), включаются/отключаются вспомогательные фильтры низких частот (разряды «*filtr_on_off[7:0]*»), ограничивающие полосу пропускания измерительных трактов, контролируется формирование флага готовности или прерывания на шине процессора при завершении текущего цикла регистрации (разряды «*data_ready*» и «*en_trap*»). Остальные регистры являются вспомогательными. С их помощью задаются базовые параметры предстоящего цикла регистрации или контролируется результат исполнения предыдущего. Конкретное назначение управляющих и информационных полей этих регистров будет пояснено позже, при описании иных модулей цифрового узла и режимов работы приборов семейства БАРС.

Модуль начальной инициализации активизируется в двух случаях: при включении источника питания регистратора и при формировании его процессором команды «сброс в исходное состояние» с помощью процедуры записи прикладным ПО единицы в младший разряд основного регистра, обозначенный символом «*p_reset*». В процессе работы этот модуль загружает в регистры управления и контроля регистратора начальные значения всех управляющих констант, активирует контроллеры шин SPI, связывающие цифровой узел с кристаллами АЦП, PGA и ЦАП измерительных трактов, загружает в регистры управления этих кристаллов начальные значения опорных констант. В кристаллах АЦП, оснащенных шиной SPI, эти константы задают режим работы, формат обработки и представления выходных данных, а в PGA и ЦАП с тем же интерфейсом, – минимальную величину коэффициента передачи и положение нулевой линии в каждом измерительном тракте, соответствующее середине его амплитудной шкалы.

Набор предназначенных для включения в состав цифрового узла **АР модулей приема данных** ориентирован на фиксацию отсчетов АЦП в уровнях **CMOS** (АЦП AD9245, AD9255), **DDR LVDS** (АЦП AD9255, ADS42LB49, ADS5463), **Serial DDR LVDS** (АЦП ADS5481, ADS5294), **JESD204B** (АЦП AD9250, ADS42JB49, ADS54J66) и их представление в бинарном формате. Выбор конкретного модуля приема данных зависит от типа АЦП, входящего в состав измерительного тракта того или иного регистратора.

Узлы оцифровки входных сигналов могут строиться как на многоканальных кристаллах АЦП, так и одноканальных. И в первом, и во втором случае, формирование отсчетов сопряжено с формированием выходного опорного синхросигнала с частотой, равной или кратной частоте дискретизации. При этом отсчеты и опорные синхросигналы жестко связаны друг с другом. Модули приема данных используют этот факт, фиксируя поступающие от АЦП отсчеты по одному или по обоим фронтам опорного синхросигнала. При этом в узлах оцифровки на базе нескольких кристаллов АЦП, из-за разброса их параметров, отсчеты и синхросигналы разных измерительных трактов оказываются сдвинутыми друг относительно друга по фазе. Как следствие, модули приема данных этих трактов также формируют выходные отсчеты с одной и той же частотой, но смещенные друг относительно друга, что крайне неудобно

для выполнения цифровым узлом последующих процедур по их обработке. Устраняют это смещение **модули согласования**, строящиеся на основе двухпортовых FIFO.

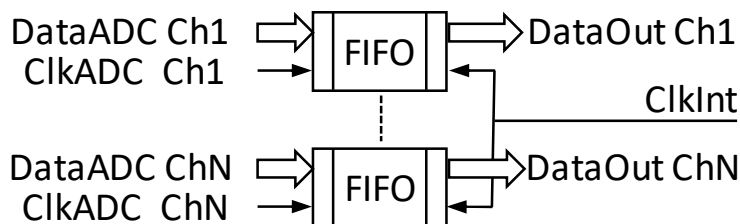


Рис. 12. Схема построения модуля согласования

Порт записи данных FIFO каждого модуля согласования фиксирует отсчеты, поступающие от сопряженного с ним модуля приема с привязкой к опорному синхросигналу соответствующего кристалла АЦП. Порты чтения FIFO этих модулей работают под управлением общего синхросигнала с частотой, совпадающей с частотой дискретизации АЦП измерительных трактов.

Модули коррекции формы АЧХ измерительных трактов уменьшают до приемлемых значений искажения переходной характеристики последних, обусловленные отклонениями от идеала частотно зависимых параметров используемых электронных компонент. Решается эта задача с помощью корректирующих фильтров с АЧХ, обратной АЧХ измерительных трактов. Очевидно, что характер поведения в полосе рабочих частот коэффициента передачи и положение на частотной оси точек излома его характеристики индивидуальны для каждого измерительного тракта и, соответственно, связанного с ним корректирующего фильтра. В приборах семейства БАРС эти параметры являются настроечными. Они формируются путем подбора оптимальных значений управляющих констант, определяющих параметры корректирующего фильтра для каждого измерительного тракта. Завершается этот процесс операцией записи массива этих констант на SD-карту регистратора. В последующем, при выполнении процедуры инициализации прибора, эти константы считываются прикладным ПО и загружаются в соответствующие регистры управления цифрового узла.

Примером может служить корректирующий фильтр, используемый в регистраторе ADC250/4 для исправления искажений, обусловленных спадом коэффициента передачи входного каскада кристалла АЦП ADS42LB49 в области низких частот. Эквивалентная схема этого каскада (рис.13), содержит два параллельных звена с разными коэффициентами передачи.

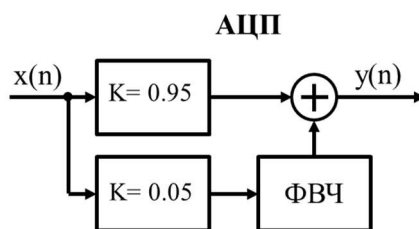


Рис. 13. Эквивалентная схема входного каскада АЦП ADS42LB49

Искажения обусловлены наличием в одном из звеньев частотно зависящего элемента, - фильтра верхних частот (ФВЧ). Как следствие, на переходной характеристике входного каскада появляется выброс амплитудой около 5% от амплитуды входного сигнала, спадающий далее с постоянного времени чуть более 5 мкс. Схема построения корректирующего фильтра, устраняющего этот дефект, приведена на рис.14. Подстраиваемыми параметрами в нем являются коэффициент передачи A и частота среза ФНЧ.

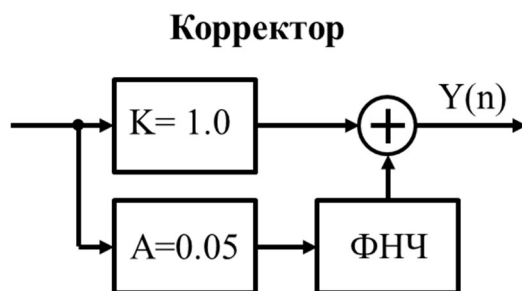


Рис. 14. Схема построения корректирующего фильтра для АЦП семейства ADS42LB49.

В случае многополюсной переходной характеристики измерительного тракта для коррекции искажений целесообразно использовать комбинацию из последовательно или параллельно включенных интегрирующих или дифференцирующих фильтров с индивидуальными коэффициентами передачи и постоянными времени. В частности, в регистраторе ADC250/4 для коррекции искажений используется два последовательно включенных фильтра. Описанный выше, устраняющий дефект входного каскада АЦП, и ФНЧ первого порядка, устраняющий упоминавшиеся ранее искажения коэффициента передачи PGA LMN6101 в области высоких частот, обусловленные наличием внутренней тепловой связи между входным и выходным каскадами.

Модуль децимации потока данных АЦП содержит программно управляемый делитель частоты дискретизации и децимирующий фильтр, сужающий полосу пропускания «цифрового» сигнального тракта в число раз, пропорциональное коэффициенту деления частоты дискретизации, заданному содержимым поля « $f_adc[2:0]$ » основного регистра. Децимирующий фильтр, отсекая высокочастотные компоненты сигнала, представленного последовательностью отсчетов АЦП, предотвращает наложение его основного и отраженного относительно нового значения частоты дискретизации участков спектра, исключая тем самым появление частотно-зависимых искажений в его новой цифровой реплике.

По определению, близкий к идеальному децимирующий фильтр «осциллографических» трактов регистрации данных должен обладать плоской АЧХ в заданной частотой дискретизации и коэффициентом децимации полосе пропускания, узкой переходной областью и линейной ФЧХ. Подобные характеристики имеют достаточно сложные в реализации фильтры высокого порядка с конечной импульсной характеристикой (КИХ), фильтры, строящиеся с использованием оконных функций или фильтры на основе частотной выборки [24], а также, условно, - фильтры на основе интеграторов и гребенчатых

фильтров (СИС фильтры) [25]. СИС фильтры отличаются своей простотой и высоким быстродействием, поскольку содержат только элементы задержки и сумматоры (рис.15).

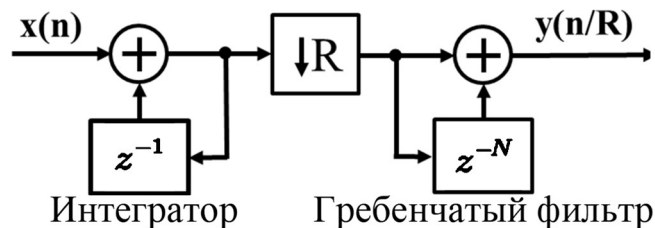


Рис. 15. Схема построения СИС фильтра

Нелинейность АЧХ в полосе пропускания и малый коэффициент подавления боковых лепестков (13дб) (рис.16), - их существенный недостаток.

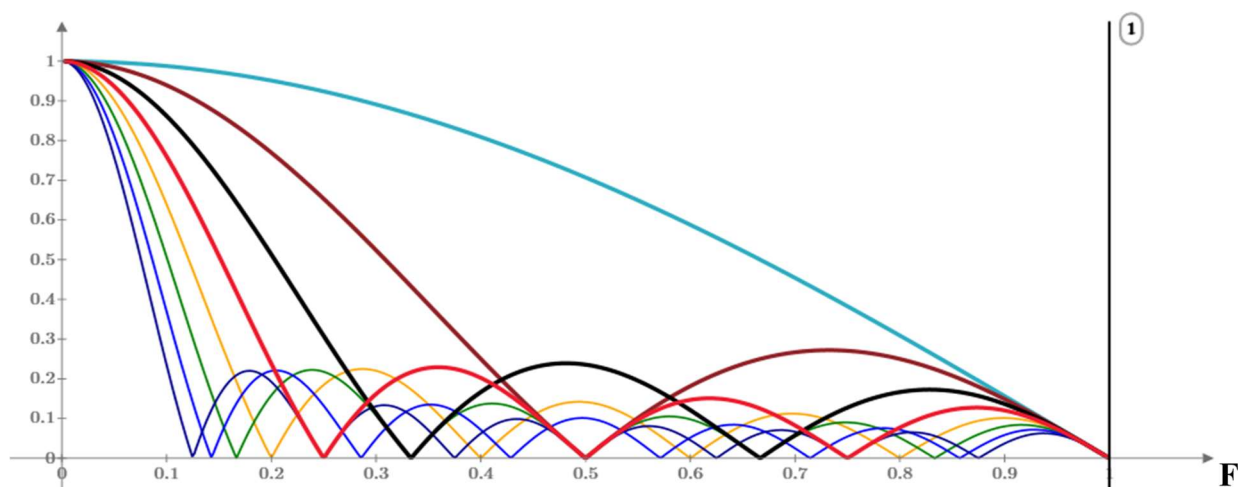


Рис. 16. АЧХ СИС фильтра при разных коэффициентах децимации R

Несколько лучшими характеристиками применительно к трактам регистрации данных осциллографического типа обладает тандем из нескольких последовательно включенных СИС фильтров и вспомогательного КИХ фильтра относительно низкого порядка, «приближающего» в полосе рабочих частот форму результирующей АЧХ к прямоугольной (рис.17 а, б) [26].

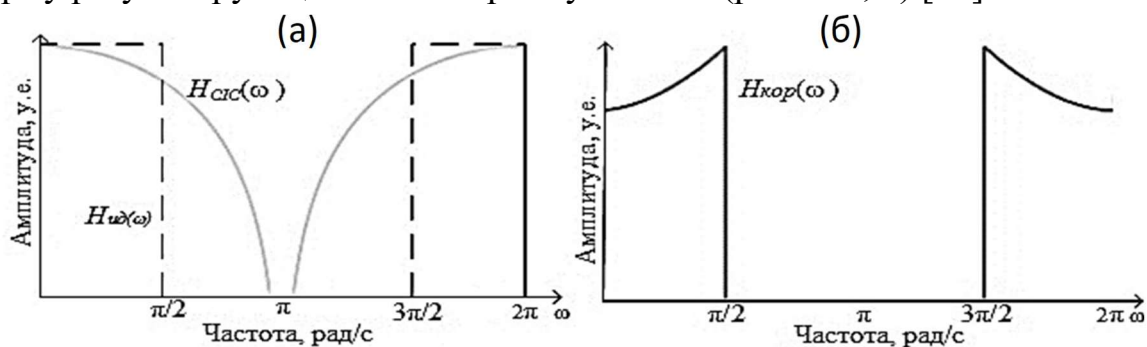


Рис.17. Комбинированный СИС/КИХ фильтр

В опытной партии приборов семейства БАРС используются модули децимации, построенные на основе СИС фильтров и делителя частоты дискретизации АЦП. Корректирующий КИХ фильтр находится в процессе разработки. Но и без него, благодаря тому, что большая часть физических сигналов имеет

экспоненциальный или близкий к нему спад амплитуд гармоник в области высоких частот, относительно низкий коэффициент подавления боковых лепестков и нелинейность АЧХ СИС фильтра в этой области не приводят к появлению значимых частотно зависимых искажений.

Модуль вспомогательных фильтров используется в приложениях, в которых полоса частот входного сигнала намного меньше полосы рабочих частот измерительного тракта. Он ориентирован на повышения результирующего отношения сигнал/шум и представляет собой (рис.18) рекурсивный фильтр экспоненциального усреднения второго порядка с частотой среза в 1/10 от текущего значения частоты дискретизации, заданного полем «*f_adc[2:0]*» основного регистра управления и контроля. Фильтр включается в состав «цифрового» сигнального тракта каждого канала при записи единицы в соответствующий этому каналу разряд поля «*filtr_on/off*» указанного регистра.

$$y(n) = a * x(n) + (1-a) * y(n-1)$$

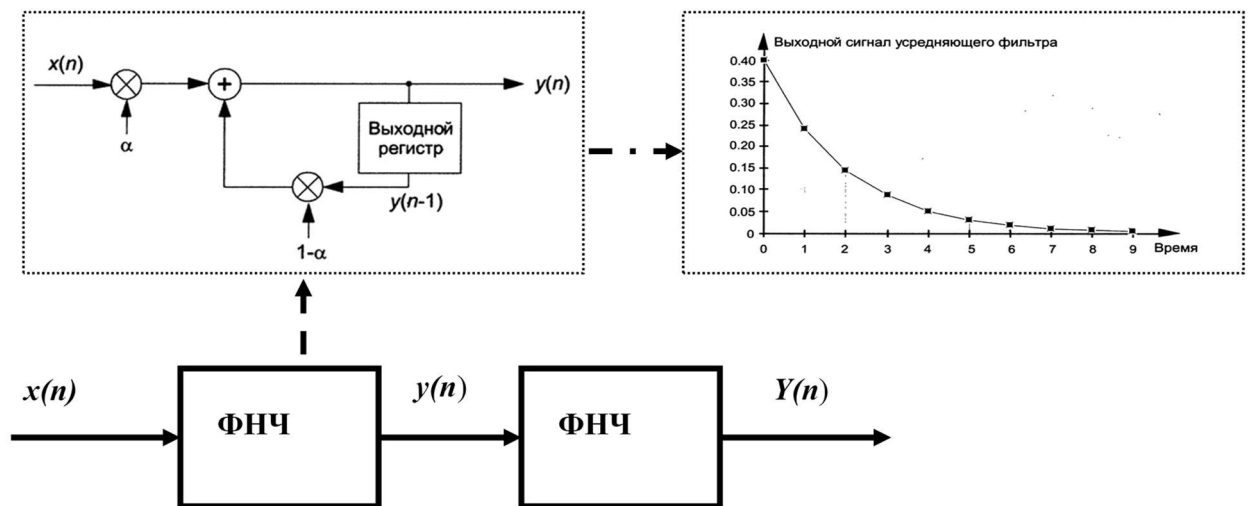


Рис. 18. Рекурсивный ФНЧ

Модуль задержки потока данных используется во всех базовых режимах регистрации с целью фиксации отсчетов АЦП на временных интервалах, предшествующем сигналу запуска (предыстория) и следующему за ним (история). Длительность интервала предыстории в количестве периодов текущей частоты дискретизации задается содержимым регистра «*delay*». Основой этого модуля служит двухпортовое ЗУ (DPRAM), порты записи и чтения которого работают в режиме циклического перебора адресов (рис.19).

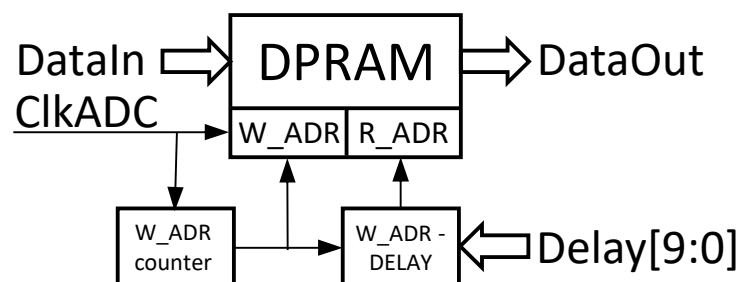


Рис. 19. Схема построения модуля задержки

Текущее значение адреса порта чтения отличается от адреса порта записи в меньшую сторону на содержимое регистра управления «*delay*». Из-за этого выходной поток данных «отстает» от входного на количество периодов частоты дискретизации, заданное содержимым этого регистра. При формировании импульса запуска цикла регистрации с привязкой к входному потоку отсчетов, выходной поток данных модуля задержки на указанном интервале будет описывать характер поведения сигнала в моменты времени, предшествующие моменту формирования импульса запуска. То есть его «предысторию».

Модуль вспомогательного FIFO выполняет функции «прокладки» между источниками данных, роль которых в зависимости от режима работы регистратора выполняют модуль задержки или специализированные модули обработки данных, и контроллером DMA процессорного модуля. Он согласует темп поступления данных со скоростью их записи в блок памяти процессорного узла и отвечает во всех режимах работы регистратора за порядок размещения этих данных в адресном пространстве процессора. Координируют работу модуля FIFO **контроллер базовых режимов работы** и **модули обработки данных**, ориентированные на конкретные приложения. Например, **модуль сумматора-накопителя**, используемый в накопительном режиме работы регистратора, а также **модули спектрометра универсального назначения, модули нейтрон-гамма спектрометра и выделения набега фазы дисперсионного интерферометра** с искусственной фазовой модуляцией одного из зондирующих лучей.

Модуль приема и формирования импульса запуска/остановки цикла регистрации генерирует одноименный сигнал программно, с привязкой к внешнему сигналу запуска, ретранслируемому компаратором измерительного тракта на соответствующий вход FPGA, или с привязкой к цифровой реплике входного сигнала любого измерительного тракта регистратора, поступающей с модуля коррекции формы АЧХ.

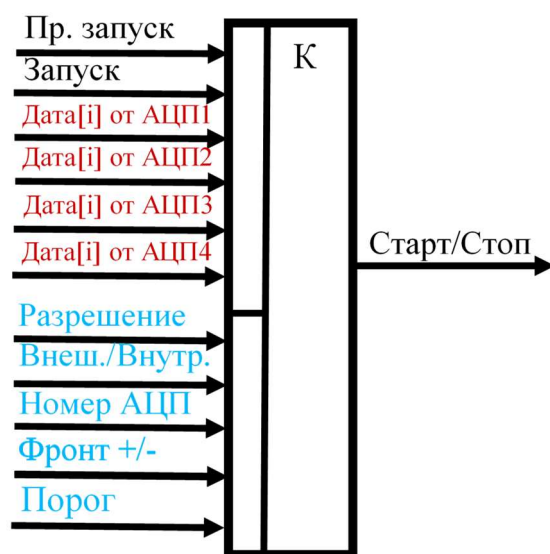


Рис. 20. Модуль формирования сигнала запуска/остановки АР.

Программный запуск обладает абсолютным приоритетом. Соответствующий ему сигнал формируется при записи прикладным ПО единицы в поле «*p_start*» основного регистра.

Генерация импульса запуска/остановки с привязкой к положительному фронту одноименного внешнего сигнала производится при нулевом содержимом поля «*int/ext*» того же регистра. При единичном состоянии этого поля искомый импульс формируется с привязкой к цифровой реплике входного сигнала измерительного тракта, номер которого задан содержимым поля «*adc_num*». Фронт сигнала, к которому будет привязан импульс запуска/остановки, определяется содержимым разряда «*rise/fall*» основного регистра (0 – положительный, 1 – отрицательный), а выбор одного из 256 возможных пороговых уровней, равномерно распределенных по амплитудной шкале измерительного тракта, при пересечении которого формируется этот импульс, - содержимым регистра «*trig_level*».

В рамках любого из описанных способов формирования импульса запуска/остановки процедура регистрации данных АЦП, как в базовых, так и специализированных режимах работы регистраторов, инициируется им только при наличии программного разрешения рабочего цикла, чему соответствует единичное состояние разряда «*en_work*» основного регистра.

Модуль контроллера базовых режимов регистрации ответственен за формирование сигналов управления и контроля, необходимых для фиксации в ранее описанном модуле вспомогательного FIFO поступающих от модуля задержки потоков данных в однократном, одном из страничных, в циклическом режиме и режиме калибровки. В накопительном режиме регистратора функции источника данных для вспомогательного FIFO выполняет модуль сумматора-накопителя, а в специализированных режимах – соответствующие им модули обработки и накопления данных (рис.21).

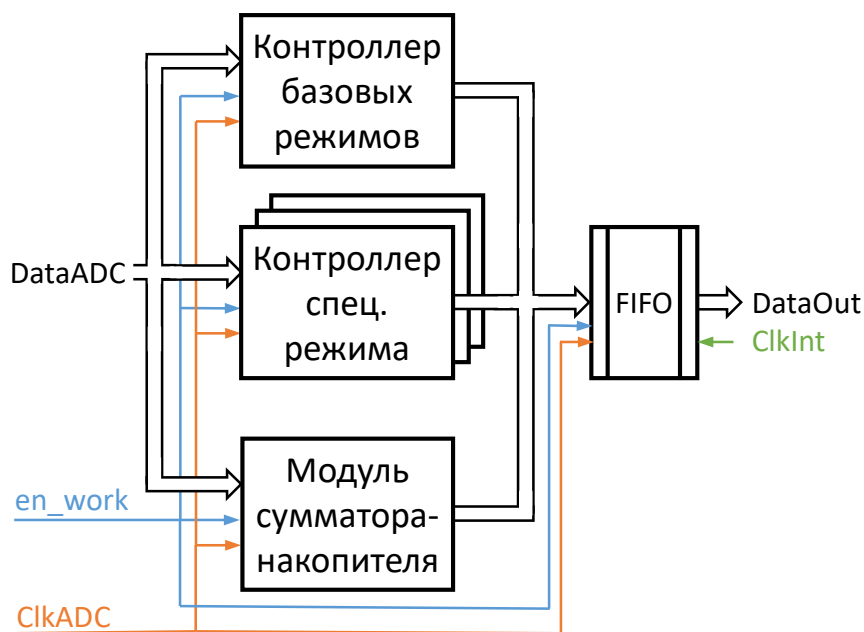


Рис. 21. Схема узла обработки и накопления данных

Текущий режим работы контроллеров задается содержимым поля «*mode[2:0]*» основного регистра управления и контроля. При нулевом содержимом этого поля величина управляющей переменной, записанной в регистр «*p_numbers*», задает количество страниц или элементарных циклов регистрации длительностью в количество периодов текущей частоты дискретизации, численно равное содержимому регистра «*n_words*». Начальный адрес первой страницы в блоке памяти процессора равен **0x20000000**. Процедура записи отсчетов АЦП в эту страницу инициируется сигналом запуска при единичном состоянии разряда «*en_work*» основного регистра. Функции этого сигнала могут выполнять программный запуск, внешний импульс запуска или одноименный импульс, формируемый модулем запуска цифрового узла с привязкой к положительному или отрицательному фронту цифровой реплики входного сигнала измерительного тракта, номер которого задан содержимым поля «*adc_num*» основного регистра. Выбор источника сигнала запуска зависит от состояния разряда «*ext/int*», а фронта и порогового уровня, с привязкой к которым он формируется, производится с помощью разряда «*rise/fall*» того же регистра и регистра управления «*trig_level*». После запуска первого цикла регистрации состояние разряда «*en_work*» основного регистра меняется на противоположное. При этом, если содержимое регистра «*p_numbers*» равно нулю, реализуется однократный режим регистрации, в противном случае, – страничный. В страничном режиме запуск цикла регистрации данных в страницы, следующие за первой, производится независимо от состояния разряда «*en_work*» по программному запуску, по внешнему импульсу запуска, или одноименному импульсу, формируемому модулем запуска цифрового узла с привязкой к цифровой реплике входного сигнала измерительного тракта, выбранного пользователем. При этом сигнал запуска инициирует цикл записи данных в следующую страницу при условии, что запись данных в предыдущую страницу завершена. После заполнения данными на единицу большего по отношению к содержимому поля «*p_numbers*» количества страниц, процедура регистрации данных завершается. В основном регистре активируется флаг «*data_ready*», а на шине процессора, при единичном состоянии поля «*en_trap*» этого же регистра, формируется прерывание. Поясняют работу регистраторов в однократном и страничном режимах диаграммы, показанные на рис.22 и рис.23. Как в однократном, так и в страничном режимах работы момент начала регистрации данных может быть сдвинут на интервал, равный содержимому регистра *delay*, умноженному на период частоты дискретизации АЦП, заданный содержимым поля *f_adc* основного регистра.

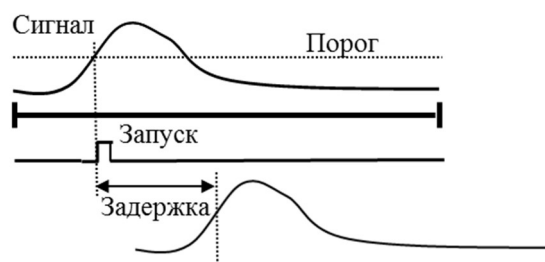


Рис. 22. Однократный режим регистрации данных

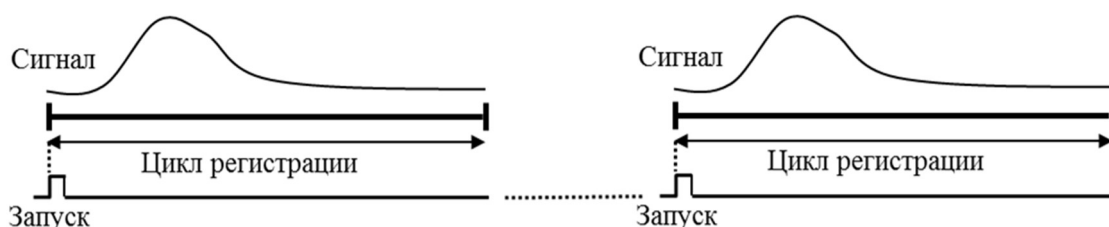


Рис. 23. Страничный режим регистрации данных

Циклический или сторожевой режим регистрации ориентирован на фиксацию сигналов, момент появления которых нельзя предсказать заранее. Активируется этот режим программно при последовательной записи единиц в разряды «en_work» и «p_start» основного регистра и равном единице содержимом его поля «mode[2:0]». С этого момента, как показано на рис.24, начинается циклическая запись отсчетов АЦП в область блока памяти процессора с начальным адресом 0x20000000 и объемом, заданным содержимым регистра «n_words».

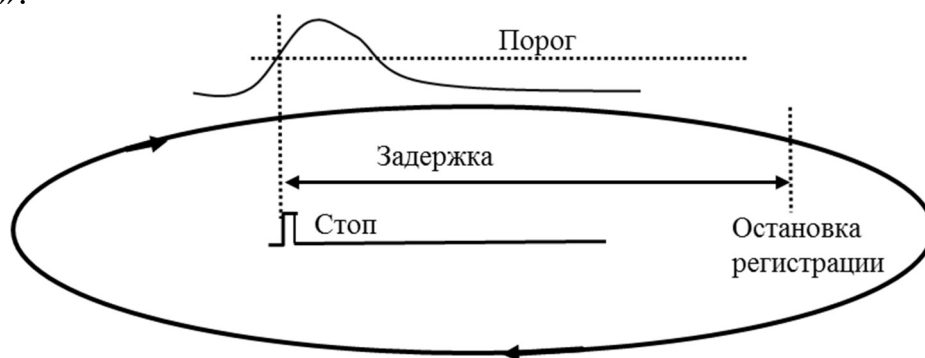


Рис.24. Диаграмма работы АР в циклическом (сторожевом) режиме

Заканчивается этот процесс с задержкой относительно момента формирования модулем запуска одноименного сигнала. Величина этой задержки в количестве периодов частоты дискретизации, заданной полем «f_adc[2:0]» основного регистра, определяется содержимым регистра «delay_stop». Одновременно с окончанием цикла записи данных в блок памяти процессора в основном регистре регистратора активируется флаг «data_ready». При единичном состоянии поля «en_trap» этого регистра на шине процессора формируется прерывание, а в регистре «cou_addr» фиксируется начальный адрес последнего блока данных, записанного в блок памяти процессорного узла. В последующем, при выполнении операций чтения, этот адрес выполняет функции указателя, позволяющего восстановить исходный порядок следования отсчетов в циклическом буфере памяти.

Накопительный режим регистрации ориентирован на фиксацию периодически повторяющихся сигналов малой амплитуды, маскированных шумовой компонентой. Примером могут служить сигналы, формируемые датчиками регистрации интенсивности рентгеновского излучения, возникающего при взаимодействии циркулирующего в вакуумной камере ускорителя-накопителя пучка заряженных частиц с остаточным газом. В накопительном режиме работы (поле «mode[2:0]» основного регистра равно двум) регистрация

данных производится многократно с привязкой начала каждого цикла, длительность которого определяется содержимым регистра «*n_words*», к внешнему импульсу запуска или к положительному/отрицательному фронту цифровой реплики входного сигнала измерительного тракта, номер которого задан полем «*adc_num*» основного регистра. Количество циклов регистрации определяется содержимым регистра «*p_numbers*». Поясняет работу АР в этом режиме диаграмма, показанная на рис.25.

При формировании импульса запуска с привязкой к цифровой реплике сигнала одного из измерительных трактов в накопительном режиме регистрации данных целесообразно использовать ранее описанный *модуль задержки*, позволяющий фиксировать предысторию поведения этого сигнала и входных сигналов других измерительных трактов. Длительность интервала предыстории в количестве периодов текущей частоты дискретизации, как это уже указывалось ранее, задается содержимым регистра «*delay*».

В накопительном режиме отсчеты АЦП каждого измерительного тракта с одним и тем же порядковым номером всех циклов регистрации суммируются друг с другом *модулями сумматоров-накопителей*. Сформированные ими результирующий массивы данных передаются модулю вспомогательного FIFO и записываются им в область блока памяти процессора соответствующего объема с начальным адресом **0x20000000**. Завершается цикл регистрации, как и при во всех остальных режимах работы АР, активацией флага «*data_ready*» основного регистра и, при единичном состоянии его разряда «*en_trap*» – формированием прерывания на шине процессора.

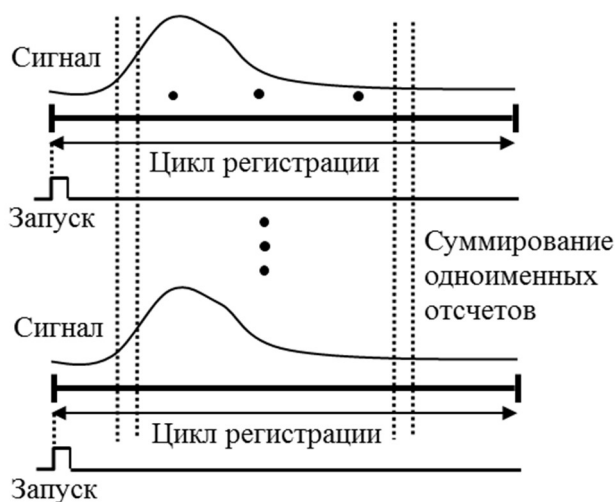


Рис. 25. Диаграмма работы АР в накопительном режиме

Основой *модуля сумматора-накопителя* (рис.26) являются буферное ЗУ объемом 2К 32-х разрядных слов на базе RAM, сумматор и счетчик-указатель номера отсчета, работающий в циклическом режиме. Он суммирует отсчеты АЦП связанного с ним измерительного тракта с одним и тем же индексом, принадлежащие следующим друг за другом циклам регистрации. Длительность элементарного цикла регистрации в количестве периодов текущей частоты дискретизации, заданной полем «*f_adc[2:0]*» основного регистра, как

это указывалось ранее, определяется содержимым регистра «*n_words*», а количество циклов, – содержимым регистра «*p_numbers*».

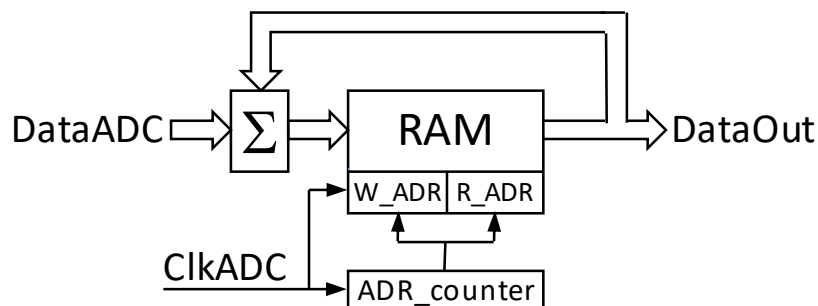


Рис. 26. Схема построения модуля сумматора-накопителя

В режиме регистрации «страничный по таймеру» (поле «*mode[2:0]*» основного регистра равно трем), запуск цикла записи данных в первую страницу блока памяти инициируется программно, внешним одноименным импульсом или импульсом, генерируемым модулем запуска с привязкой к входному сигналу выбранного пользователем канала, а в любую следующую, - с помощью вспомогательного таймера. Поясняет работу АР в этом режиме диаграмма, показанная на рис.27.

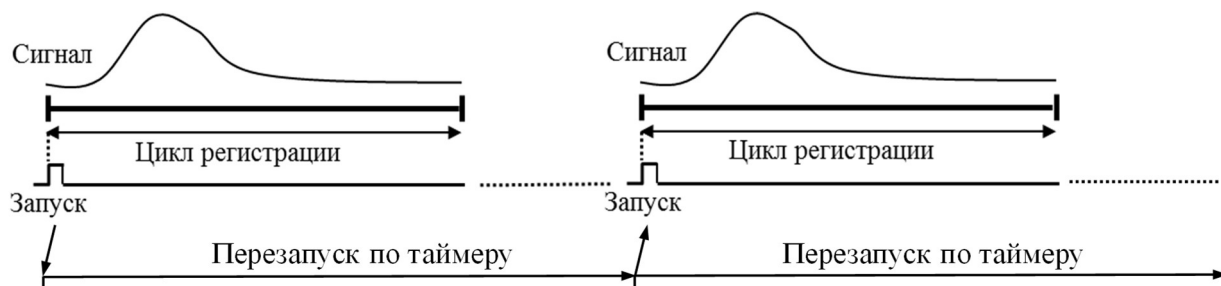


Рис. 27. Диаграмма работы АР в режиме страничный по таймеру

Межстраничный временной интервал, формируемый в рассматриваемом режиме работы встроенным в цифровой узел регистратора таймером, задается с помощью регистра управления «*delay_stop*» в количестве периодов опорного синхросигнала с частотой 25 МГц. Текущее значение частоты дискретизации, длина выборки и количество страниц, как обычно, определяются содержимым регистров «*f_adc[2:0]*», «*n_words*» и «*p_numbers*». Завершается процедура регистрации традиционным образом, - формированием флага «*data_ready*» в основном регистре и, при единичном состоянии его разряда «*en_trap*», - прерыванием на шине процессора.

Режим калибровки параметров измерительных трактов является вспомогательным. Он используется только на этапе настройки и проверки регистраторов (реализуется при содержимом поля «*mode[2:0]*» основного регистра, равном семи). В рамках этого режима работы определяются напряжения ЦАП, задающие в каждом измерительном тракте по 16 равномерно распределенных по шкале АЦП уровней положения нулевой линии, а в регистраторах с измерительными трактами на основе VGA, - напряжения ЦАП, формирую-

щие заданный набор их коэффициентов передачи. Решаются эти задачи с помощью узла калибровки, входящего в состав модуля регистров управления и контроля. Этот узел (рис.28) включает в свой состав одноименный контроллер, 3У опорных констант, контроллеры шин SPI, обслуживающие ЦАП смещения уровня нуля и формирования управляющих напряжений для VGA измерительных трактов, а также сумматор-накопитель отсчетов АЦП.

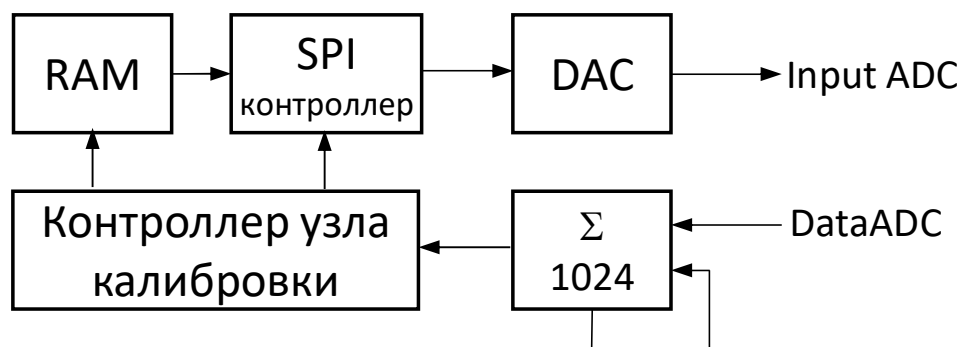


Рис. 28. Схема построения узла калибровки

Процедура калибровки положения нулевой линии в измерительных трактах выполняется при отключенном входном сигнале и содержимом поля *«ext/int»* основного регистра, равном нулю (запуск циклов регистрации по внешнему синхросигналу).

Каждый измерительный тракт АР имеет 16 положений уровня нулевой линии, равномерно распределенных по амплитудной шкале. В процессе калибровки положения любого из них определяется величина соответствующей его уровню управляющей константы, загружаемой в ЦАП смещения нулевой линии. Для формирования этой константы используется процедура поразрядного уравнивания, предусматривающая в первом цикле загрузку в регистр управления ЦАП выбранного канала (регистры *«dac»*) начального значения переменной, формирующей выходной сигнал, равный половине его амплитудной шкалы, многократный запуск цикла регистрации, чтение содержимого регистра ЦАП (*dac*), содержащее усредненный результат измерений, сравнение этого результата с заданным уровнем и формирование нового значения управляющей переменной. Во всех последующих циклах, количество которых зависит от разрядности ЦАП, величина переменной для заданного уровня смещения нуля поразрядно приближается к истинной. Процедура последовательно выполняется для всех 16-ти уровней смещения нуля во всех измерительных трактах регистратора. По ее окончании величины «вычисленных» управляющих констант сохраняются на SD-карте и используются далее во всех режимах работы регистратора. Подобным же образом формируются управляющие константы ЦАП узла калибровки коэффициентов передачи измерительных трактов. Отличие этой процедуры от только что описанной заключается в том, что на ее первом этапе уровень положения нулевой линии смещается на середину шкалы преобразования по амплитуде, а на вход поверяемого измерительного тракта подается синусоидальный входной сигнал с амплитудой, равной четверти амплитудной шкалы при поверяемом коэффициенте передачи. Последующие циклы регистрации запускаются с привязкой к положительному фронту

входного сигнала. Узлом калибровки фиксируются максимальные и минимальные значения этого сигнала на 1024-х периодах. Результаты усредняются. Вычисляется разность полученных значений, которая за счет подбора управляющей переменной соответствующего ЦАП должна стать равной половине амплитудной шкалы измерительного тракта.

Результаты процедур калибровки коэффициентов передачи измерительных трактов, как и в предыдущем случае, в виде массива опорных констант сохраняются прикладным ПО на SD-карте процессорного узла. В последующем, при включении источника питания регистратора или по команде «*p_reset*», запускающих процедуру начальной инициализации, они, также, как и управляющие константы, задающие положение нулевой линии, переписываются с SD-карты в ЗУ опорных констант модуля калибровки. Это позволяет при выборе положения нулевой линии или коэффициента передачи в качестве маркера управляющих констант, загружаемых в регистры соответствующих ЦАП, использовать номера уровней и номера тех или иных коэффициентов передачи. Эти маркеры во всех основных и специализированных режимах работы регистраторов выполняют роль указателей адресов ячеек ЗУ опорных констант, в которых хранятся их индивидуальные для каждого измерительного тракта значения, «вычисленные» в процессе калибровки.

Процедура подбора параметров корректирующих фильтров выполняется только на этапах настройки и поверки регистраторов. В ее рамках на входы их измерительных трактов от внешнего генератора (опционально – от встроенного генератора тестовых сигналов) подаются сигналы прямоугольной формы с характерными временами нарастания и спада 5-10 нс и перепадом по амплитуде, формирующем на выходе АЦП перепад цифровой реплики от значений, близких к минимальным, до близких к максимальным. В однократном режиме регистрации фиксируется форма выходного сигнала. Наблюдаемые искажения переходной характеристики (наличие выброса или затягивание переходного процесса) корректируются за счет изменения параметров корректирующих фильтров с помощью процедуры подбора управляющих констант, загружаемых в регистры «*rg_cor*» каждого измерительного тракта. Номер проверяемого тракта задается содержимым поля «*adc_num*» основного регистра. Результаты описанной процедуры в виде массива управляющих констант сохраняются прикладным ПО регистратора на SD-карте процессорного узла. В последующем, при включении источника питания регистратора или по команде «*p_reset*», поступившей от процессора, они считываются с SD-карты и загружаются в регистры управления корректирующих фильтров.

Специальные режимы работы и соответствующие им модули обработки данных включаются в состав адаптивных регистраторов диагностических трактов, в которых для формирования физически значимых результатов измерений необходимы те или иные процедуры предварительной обработки генерируемых АЦП информационных потоков в режиме реального времени. Примером могут служить модули:

- **спектрометра универсального назначения**, обеспечивающего фиксацию энергии и временных координат, а также энергетического спектра событий, обусловленных попаданием в апертуру полупроводниковых детекторов энергичных гамма-квантов или альфа-частиц [27, 28].

- **нейтрон-гамма спектрометра** с реализуемыми в режиме реального времени процедурами фиксации энергии событий и их разделения по форме сигнала-отклика детектора на основе органического сцинтиллятора [29],

- **дисперсионного интерферометра (ДИ)** с искусственной модуляцией фазы зондирующего излучения, восстанавливающего по результатам обработки текущих значений цифровой реплики сигнала фотоприемника характер поведения во времени линейной плотности плазмы [30 - 32].

Модуль спектрометра универсального назначения ориентирован на обработку сигналов полупроводниковых детекторов, в том числе и детекторов на основе искусственного алмаза.

Полупроводниковые детекторы с обратным смещенным р-п переходом, используемые в исследованиях по физике плазмы и УТС, характеризуются большой площадью перехода, имеют паразитную емкость в сотни пикофарад при напряжении смещения в несколько десятков вольт. Они работают в вакууме и фиксируют падающий на их поверхность поток частиц, покидающих плазменный шнур. Этот тип детекторов обладает низкой радиационной стойкостью и используется на установках с относительно низкой температурой плазмы. Усилитель-формирователь выходного сигнала и источник напряжения смещения обычно совмещаются с детектором и располагаются, как правило, в одном экранирующем боксе [33].

Алмазные детекторы обладают повышенной радиационной стойкостью и работают при напряжениях смещения до нескольких сотен вольт. Они используются для регистрации энергичных нейтронов на установках с параметрами плазмы, близкими к термоядерным. Источники напряжения смещения и усилители-формирователи сопрягаются с детекторами длинной кабельной линией и располагаются в радиационно безопасной зоне. Одна и та же кабельная линия обычно используется как для передачи напряжения смещения на детектор, так и для передачи выходного сигнала детектора через развязывающую емкость на вход усилителя-формирователя. Характерная длительность сигналов на входе усилителей-формирователей алмазного детектора 12..15 нс, а полупроводникового – 15..40 нс при частоте следования до нескольких МГц.

Физически значимыми результатами работы спектрометрического модуля являются энергия, временные координаты и энергетический спектр событий, зафиксированных детекторами на заданном пользователем временном интервале. Относительно низкое отношение сигнал/шум (~100) и большие флуктуации положения нулевой линии (до 20% от амплитуды) сигналов детектора оказывают определяющее влияние на результирующее энергетическое разрешение спектрометра. Традиционный подход, основанный на инте-

гировании таких сигналов, сопряжен с трудоемкими и неоднозначными предварительными процедурами их «очистки» от флуктуирующей постоянной составляющей и избыточных шумовых компонент. Переход от амплитудно-временной к спектральной форме представления этих сигналов с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) не только упрощает решение указанных задач, но и позволяет улучшить результирующее энергетическое разрешение спектрометра.

В спектральной форме представления сигнала детектора амплитуда любой из его наиболее ярких гармоник, так же, как и амплитуда этого сигнала при амплитудно-временной форме его представления, пропорциональны энергии события. Поскольку выделение той или иной гармоники с помощью ДПФ эквивалентно фильтрации исходного сигнала с помощью спектрального окна вида $\sin x/x$, его постоянная и переменные компоненты эффективно разделяются. При этом взаимное влияние гармоник друг на друга, несмотря на относительно большую величину апериодически затухающей амплитуды осциллирующих крыльев спектральных окон, существенно ослабляется. Очевидно, что с целью повышения энергетического разрешения спектрометра, «рабочую» гармонику следует выбирать в области спектра с максимальным отношением спектральной плотности сигнала к спектральной плотности шума. Для сигналов-откликов полупроводниковых и алмазных детекторов это условие обычно выполняется в низкочастотной области спектра их выходного сигнала.

Схема построения модуля спектрометра, базирующегося на использовании спектральной формы представления сигналов детектора, приведена на рис.29. Этот модуль входит в состав цифрового узла наиболее быстродействующего регистратора семейства BAPC ADC_500/2.

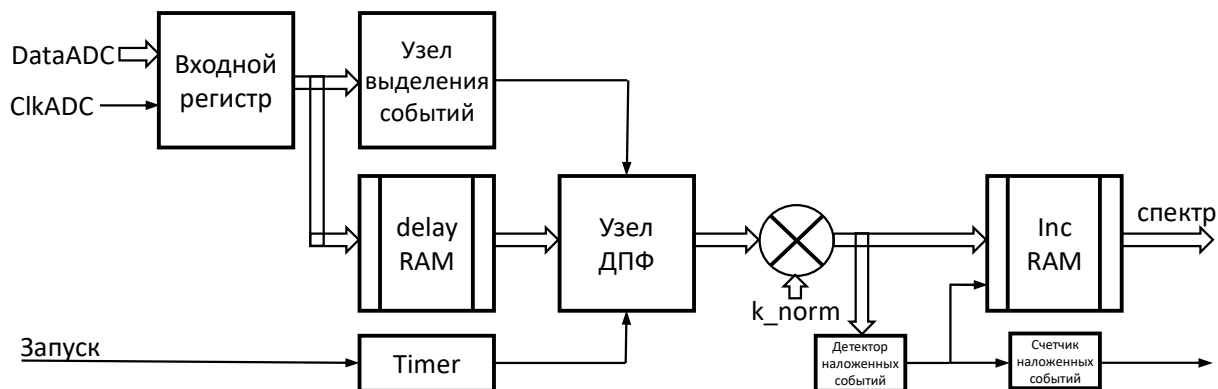


Рис. 29. Схема построения модуля спектрометра на основе спектральной формы представления сигнала детектора

Рабочий цикл спектрометров первого и второго измерительных трактов регистратора ADC_500/2 инициируется программно (переводом в единичное состояние разряда «*p_start*» основного регистра) или внешним сигналом запуска при единичном состоянии разряда «*en_work*» и содержимом поля «*mode[2:0]*» основного регистра, равном четырем. По импульсу запуска разрешается работа общего для обоих спектрометров ADC_500/2 таймера, подсчитывающего количества временных меток, следующих с дискретностью

1 мкс, и начинается выполнение процедуры поиска событий в поступающих на их блоки обработки потоках данных, представленных цифровыми репликами выходных сигналов усилителей-формирователей. Длительность интервала набора статистики определяется содержимым регистра «*timer*». Завершается рабочий цикл при равенстве содержимого таймера содержимому этого регистра. При этом, как и в остальных режимах работы ADC_500/2, активируется флаг «*data_ready*» основного регистра и, при единичном состоянии его разряда «*en_trap*», формируется прерывание на шине процессора.

В состав блока обработки данных каждого спектрометра входят:

- регистр-приемник последовательности отсчетов АЦП,
- узел выделения полезных событий и формирования временной диаграммы циклов их обработки,
- двухпортовое ЗУ задержки последовательности отсчетов АЦП,
- узел ДПФ,
- узел вычисления и нормализации энергии события,
- детектор наложенных событий.

Узел выделения полезных событий и формирования временной диаграммы циклов их обработки оперирует с цифровыми репликами сигналов детектора. При превышении сигналом порогового уровня, заданного содержимым регистра «*trig_lev*», фиксируется факт наличия события и его временная координата, запускается процедура обработки события. Поступающие на блок обработки данных отсчеты АЦП задерживаются с помощью двухпортового ЗУ с целью «привязки» максимума «цифровой» реплики сигнала к середине интервала его обработки узлом ДПФ. Длительность этого интервала - 256-ть периодов частоты дискретизации. На выходе узла задержки из отсчетов АЦП исключается постоянная составляющая сигнала. Цель этой операции, - обеспечить близкие к нулю амплитуды отсчетов в начальной и конечной областях интервала обработки и исключить за счет этого влияние на результаты ДПФ искажений, обусловленных явлением Гиббса. Блок вычисления амплитуды «полезной» гармоник (рис. 30) включает в свой состав ПЗУ, содержащие синусные и косинусные множители для каждого отсчета сигнала детектора, умножители, и сумматоры, формирующие на интервале обработки интегральные суммы синусных и косинусных компонент. Далее на их основе с помощью CORDIC алгоритма вычисляется амплитуда гармоник. На заключительном этапе амплитуда гармоник умножается на масштабирующий множитель (содержимое регистра «*kx_1s*») и результат этой операции поступает на вход автоинкрементного ЗУ, формирующего энергетический спектр не наложенных событий, попадающих в заданный пользователем диапазон энергий. Описанные операции выполняются элементами модуля обработки данных в конвейерном режиме. Практически это обозначает, что одновременно с вычислением интегральных сумм текущего события могут выполняться операции вычисления и нормализации амплитуды полезной гармоник предыдущего, а также фиксироваться факт отсутствия/наличия наложения для его предшественника. Организация такого порядка работы блока обработки событий ориентирована

на получение предельно возможной скорости счета спектрометрического тракта.

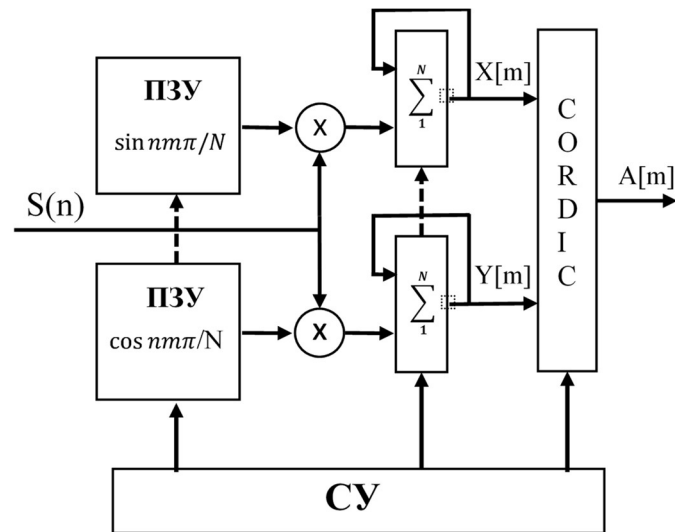


Рис. 30. Блок вычисления амплитуды спектральной гармоники

Детектор наложенных событий работает параллельно с узлом ДПФ. Он формирует соответствующий флаг и инкрементирует содержимое счетчика «*cou_ev*» при фиксации узлом выделения полезных событий на текущем интервале обработки нового события.

В процессе обработки каждого события спектрометрический тракт формирует отсчет, который фиксируется вспомогательным FIFO. Далее этот отсчет пересылается по каналу DMA в соответствующие его порядковому номеру ячейку блока памяти процессорного узла. Начальный адрес блока памяти, выделенного для фиксации отсчетов спектрометра первого канала регистратора ADC_500/2 **0x20000000**, второго - **0x30000000**.

Результаты работы элементов узла обработки данных, представленные энергией события и флагом наличия/отсутствия наложений, поступают не только на вспомогательное FIFO, но и на блок автоинкрементных ЗУ объемом в 4К 32-х разрядных слов каждого спектрометрического тракта. При отсутствии наложения и попадании энергии события в зону, нижняя и верхняя границы которой заданы содержимым регистров «*lev_ls*» и «*lev_hs*», содержимое ячейки этого ЗУ с адресом, соответствующем энергии события, инкрементируется. Как следствие, в ЗУ спектрометрических трактов за время, равное длительности интервала набора статистики, формируется массив данных, соответствующий энергетическому спектру полезных событий. По окончании рабочего цикла эти массивы записываются в область памяти процессора **0x2FFF8000 – 0x2FFFBFFF** в виде последовательности 64-х разрядных слов. В 32-х младших разрядах содержатся данные автоинкрементного ЗУ первого канала, а в старших – второго канала. Общее количество полезных событий на интервале набора статистики фиксируется счетчиком «*cou_addr*», выполняющим функции указателя объема зафиксированных спектрометром данных.

Адреса всех поименованных выше регистров, управляющих работой спектрометров, связанных с первым и вторым измерительным трактом реги-

стратора ADC_500/2, в адресном пространстве процессорного модуля идентичны. При обращении к ним с командами записи или чтения в качестве идентификатора номера спектрометра или связанного с ним измерительного тракта используется младший разряд поля «*adc_num*» основного регистра. Нулевое состояние этого разряда разрешает обращения к регистрам спектрометра первого измерительного тракта, единичное, – к регистрам второго.

Модуль нейтрон-гамма спектрометра с разделением событий по форме сигнала-отклика детектора на основе органического сцинтиллятора также входит в состав базовых элементов цифрового узла регистратора ADC_500/2. На рис.31. приведены характерные осциллограммы выходных сигналов детектора на основе стильбена при попадании в его апертуру нейтрона (красный) и гамма-кванта (черный).

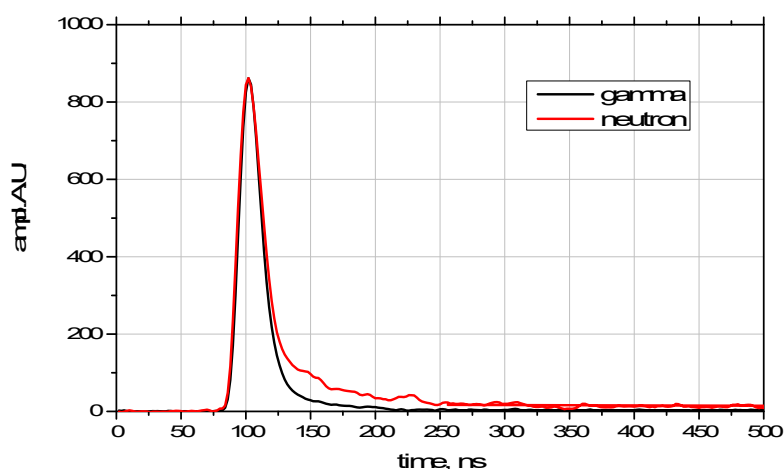


Рис. 31. Осциллограммы сигналов-откликов детектора на основе стильбена.

Осциллограммы отличаются друг от друга наличием относительно длинного «хвоста» на спадающем фронте сигнала-отклика на нейтронное событие. Как следствие, при равенстве амплитуд откликов на разные события, амплитуды их спектральных компонент в высокочастотной области (>14 МГц) фактически идентичны, а в низкочастотной (0 – 5 МГц) - существенно отличаются друг от друга (рис.32).

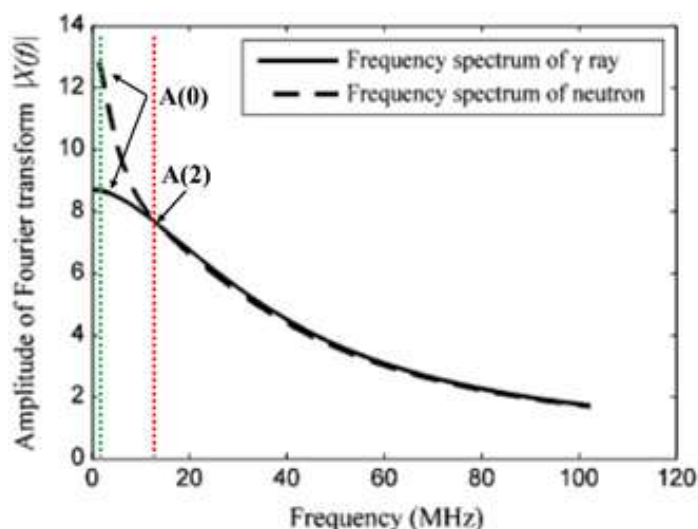


Рис. 32. Спектры сигналов-откликов на нейтронные события (A(0)) и событий, обусловленных попаданием в апертуру детектора гамма-квантов (A(2))

Этот факт можно использовать для разделения событий. Критерием в этом случае является величина отношения амплитуд низкочастотной гармоники сигнала-отклика детектора к высокочастотной [29]. Таким образом, используя в модуле нейтрон-гамма спектрометра, так же, как и в модуле ранее описанного спектрометра, амплитудно-частотную форму представления сигнала-отклика, можно решить практически все основные задачи: - определить энергию событий, обусловленных попаданием в апертуру детектора нейтронов или гамма-квантов, и разделить эти события. С практической точки зрения важно и то, что наборы базовых элементов, входящих в состав блоков обработки данных ранее описанного спектрометра и нейтрон-гамма спектрометра практически совпадают друг с другом. Отличия заключаются в том, что с помощью ДПФ блоком обработки данных нейтрон-гамма спектрометра для каждого события вычисляются амплитуды не одной (низкочастотной), а двух гармоник (низкочастотной и высокочастотной), а его узлом разделения событий результаты измерений направляются в основные и дополнительные блоки автоинкрементных ЗУ, формирующие энергетические спектры как нейтронов, так и гамма-квантов (рис.33).

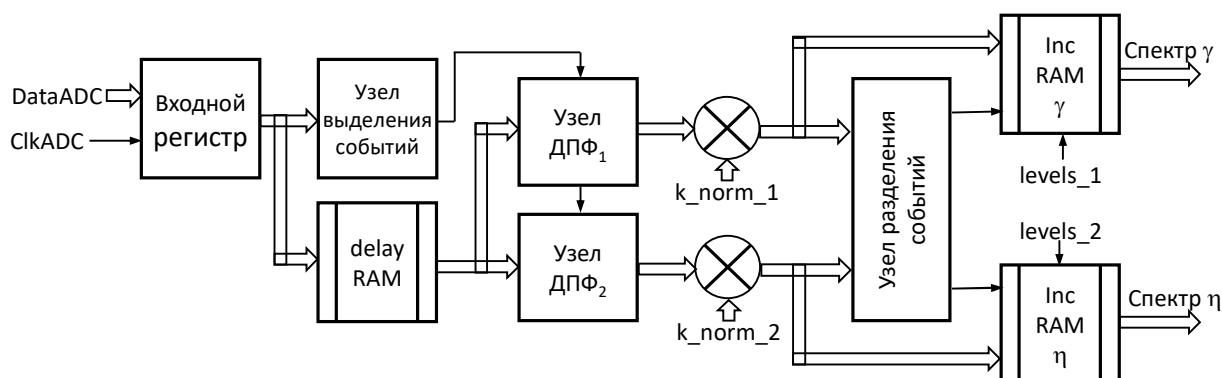


Рис. 33. Схема построения тракта обработки данных нейтрон-гамма спектрометра

Рабочий цикл нейтрон-гамма спектрометров первого и второго измерительных трактов регистратора ADC_500/2е инициируется программно (переводом в единичное состояние разряда «*p_start*» основного регистра) или внешним импульсом запуска при единичном состоянии разряда «*en_work*» и содержимом поля «*mode[2:0]*» основного регистра, равном пяти. По импульсу запуска разрешается работа общего для спектрометров ADC_500/2 таймера, подсчитывающего количества временных меток, следующих с дискретностью 1мкс, и начинает выполняться процедура поиска событий в поступающих на их блоки обработки потоках данных, представленных цифровыми репликами выходных сигналов усилителей-формирователей. Длительность интервала набора статистики определяется содержимым регистра «*timer*». Завершается рабочий цикл при равенстве содержимого таймера содержимому этого регистра. При этом, как и в остальных режимах работы ADC_500/2, активируется флаг «*data_ready*» основного регистра и, при единичном состоянии его разряда «*en_trap*» формируется прерывание на шине процессора.

Узел ДПФ блока обработки данных модуля нейтрон-гамма спектрометра формирует интегральные суммы для второй и восьмой гармоник сигнала детектора (~ 4 и ~ 16 МГц), соответствующих частоте дискретизации АЦП, равной 500 МГц, и длительности интервала обработки в 256-ть ее периодов. Узел вычисления и нормализации энергии событий определяет амплитуды этих гармоник и умножает их на коэффициенты «*kx_1s*» и «*kx_2s*». Первый из этих коэффициентов корректирует энергетическую шкалу спектрометра, а второй используется в качестве масштабирующего множителя для амплитуды восьмой гармоники. Наличие второго коэффициента позволяет упростить аппаратную реализацию операции разделения событий с помощью элементов FPGA за счет замены достаточно затратной процедуры деления на последовательность процедур умножения и последующего сравнения амплитуд гармоник. Оптимальная величина множителя «*kx_2s*» определяется в рамках процедуры калибровки энергетических шкал модуля спектрометра.

В отличие от блока обработки данных модуля спектрометра, описанного в предыдущем разделе, его аналог в модуле нейтрон-гамма спектрометра включает в свой состав не один, а два блока автоинкрементных ЗУ объемом по 4096 32-х разрядных слов. Первый из них используется для формирования энергетического спектра нейтронных событий, а второй, - для формирования спектра гамма-квантов. Оба блока не фиксируют наложенные события и события, попадающие за границы энергетического окна, заданные содержимым регистров «*lev_1s*» и «*lev_hs*». Количество наложенных событий на интервале набора статистики подсчитывается одноименным счетчиком, содержимое которого может быть прочитано после завершения рабочего цикла модуля спектрометра при обращении к регистру «*cou_ev*».

Потоки выходных данных, формируемых в процессе обработки событий и записываемых в ячейки блока памяти процессорного узла, представлены последовательностью 64-разрядных отсчетов.

Начальный адрес массива этих отсчетов в памяти процессора для модуля спектрометра первого канала **0x20000000**, а для второго - **0x30000000**. Общее количество полезных событий на интервале набора статистики фиксируется регистром «*cou_addr*», выполняющим функции указателя объема зафиксированных спектрометром данных или, что равнозначно, указателя адреса ячейки блока памяти процессора, в которую записан последний отсчет.

По окончании рабочего цикла массивы данных, накопленные автоинкрементными ЗУ модулей спектрометров первого и второго измерительных трактов записываются в область блока памяти процессора с адресами **0x2FFF8000** – **0x2FFFFFFF** в виде последовательности 64-х разрядных слов. В 32-х младших разрядах каждого слова содержатся данные автоинкрементных ЗУ первого канала, а в старших – второго канала. В первую половину указанной области памяти записываются спектры нейтронных событий, а во вторую – спектры событий, обусловленных попаданием в апертуру детектора гамма-квантов.

В спектроскопических приложениях используются *осциллографический, настроечный* и описанные выше спектроскопические режимы работы цифрового узла регистратора.

Осциллографический режим работы является вспомогательным. Для фиксации сигналов детектора предпочтительным является страничный режим, в рамках которого в каждой из страниц блока памяти процессорного модуля фиксируется последовательность отсчетов АЦП, соответствующая своему событию (рис.34).

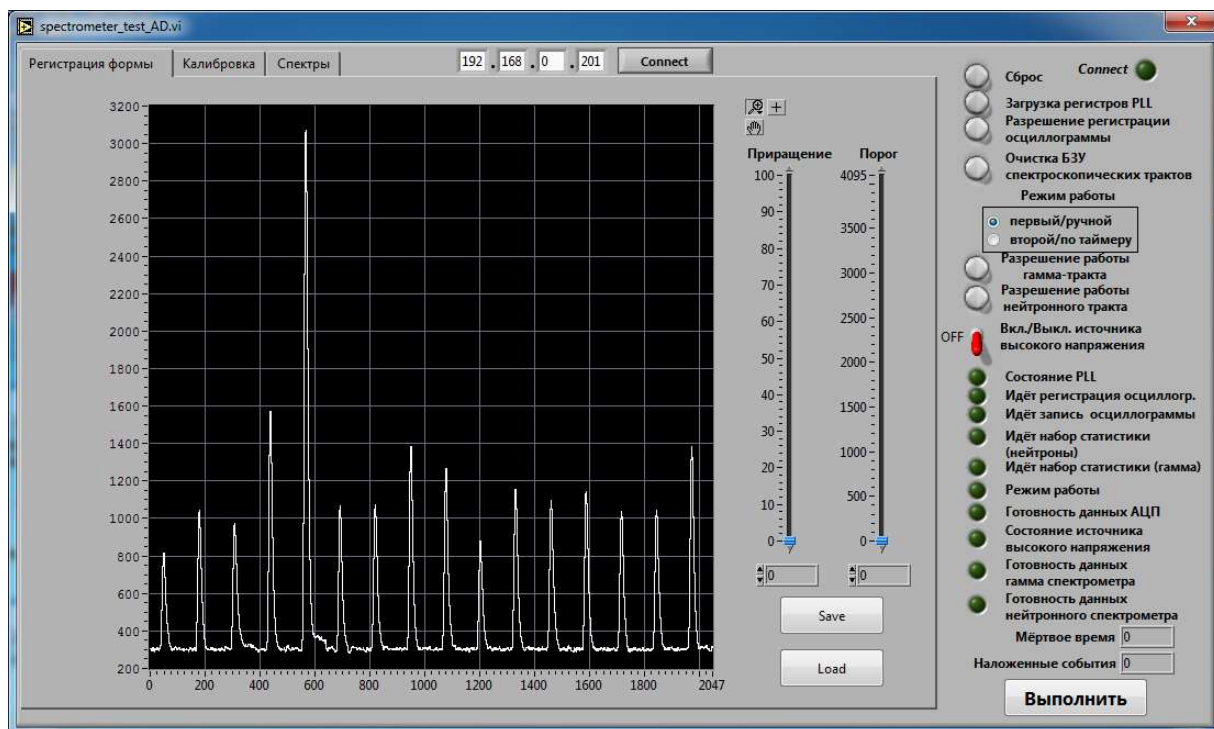


Рис. 34. Осциллограммы сигналов детектора в страничном режиме работы регистратора

Фиксация сигналов детектора в осциллографической форме позволяет оценить качество работы детектора, кабельной линии связи, усилителя-формирователя и узла А-Ц преобразования. Осциллограммы позволяют оценить диапазон изменения сигнала по амплитуде и определить его полярность, выбрать необходимый коэффициент передачи измерительного тракта и оптимальное положение нулевой линии в этом тракте, задать уровень дискриминации для узла запуска процедур обработки событий.

Настроечный режим является упрощенной версией спектроскопического. Он используется для калибровки энергетических шкал спектроскопических модулей всех видов, а также с целью формирования для узла разделения событий модуля нейтрон-гамма спектрометра оптимальной величины масштабирующего коэффициента « kx_2s ». Отличается этот режим от спектроскопического меньшей длительностью интервала набора статистики. Иницируется работа спектрометра в настроечном режиме как обычно, внешним импульсом запуска или программно. В процессе работы этого модуля в блоке памяти процессора фиксируется массив данных,

состоящий из нескольких тысяч отсчетов. Далее прикладным программным обеспечением на их основе в виде отношения амплитуд гармоник формируется двухгорбое распределение (рис.35), соответствующее нейтронным событиям (правый пик) и событиям, обусловленным попаданием в апертуру детектора гамма-квантов (левый пик). Оптимальная величина коэффициента « kx_2s », «разделяющего» эти события, соответствует минимуму распределения в промежутке между «горбами».

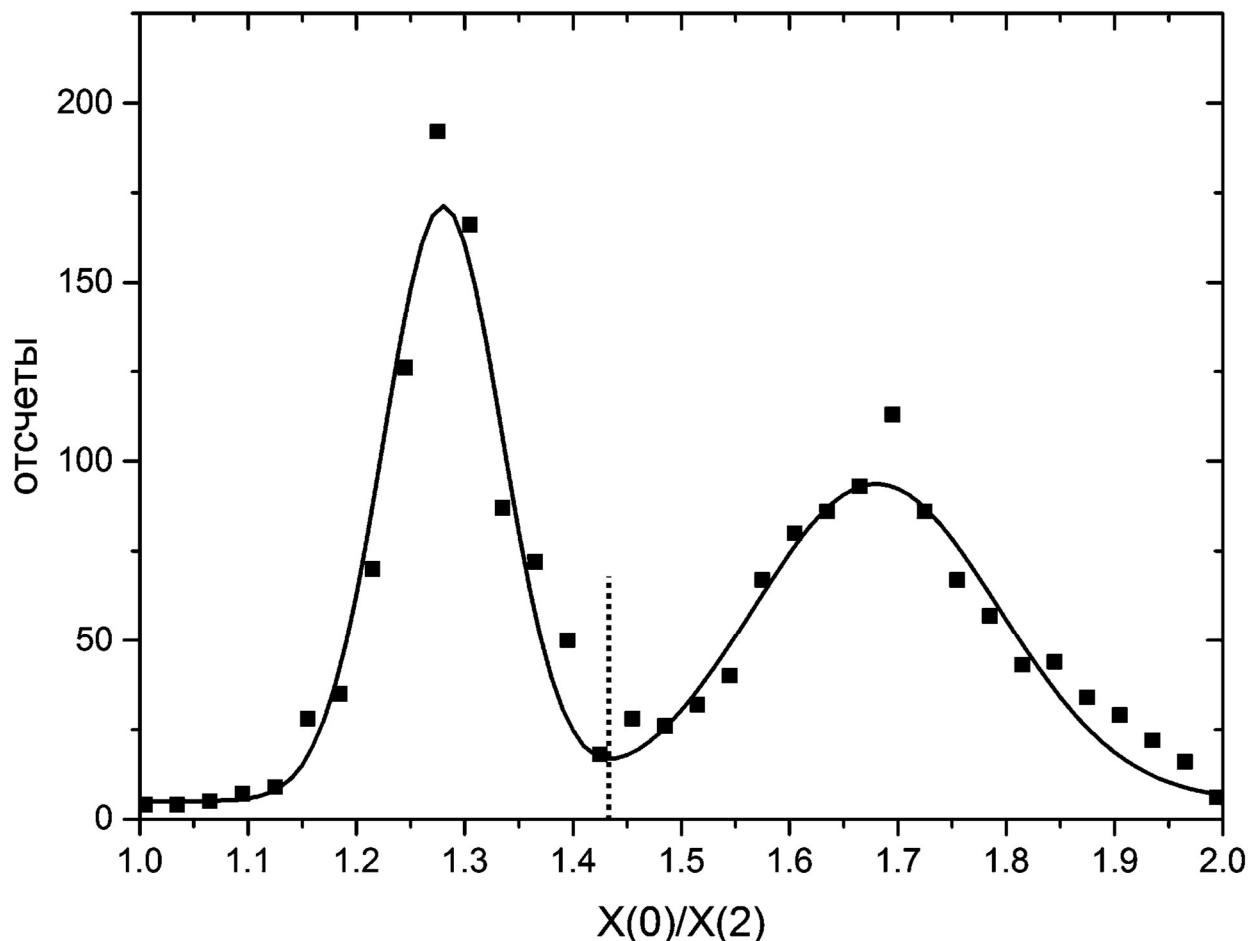


Рис. 35. Отношения амплитуд низкочастотной и высокочастотной гармоник событий, фиксируемых детектором на основе стильбена

Модуль обработки данных ДИ с искусственной модуляцией фазы одного из зондирующих лучей в режиме реального времени вычисляет на каждом периоде синусоидального модулирующего сигнала текущие значения набег фазы $\Delta\varphi$, пропорциональные изменению линейной плотности электронной компоненты плазмы в магнитной ловушке.

Выходной сигнал фотоприемника ДИ (рис.36) описывается выражением:

$$U(t) = I_1 + I_2 + \sqrt{I_1 \cdot I_2} \cdot \sin(M \cdot \sin(\omega t) + \Delta\varphi) \quad (3)$$

где I_1 и I_2 - интенсивности зондирующих лучей, M - глубина модуляции, ω – частота модулирующего сигнала, $\Delta\varphi$ – набег фазы, обусловленный плазмой.

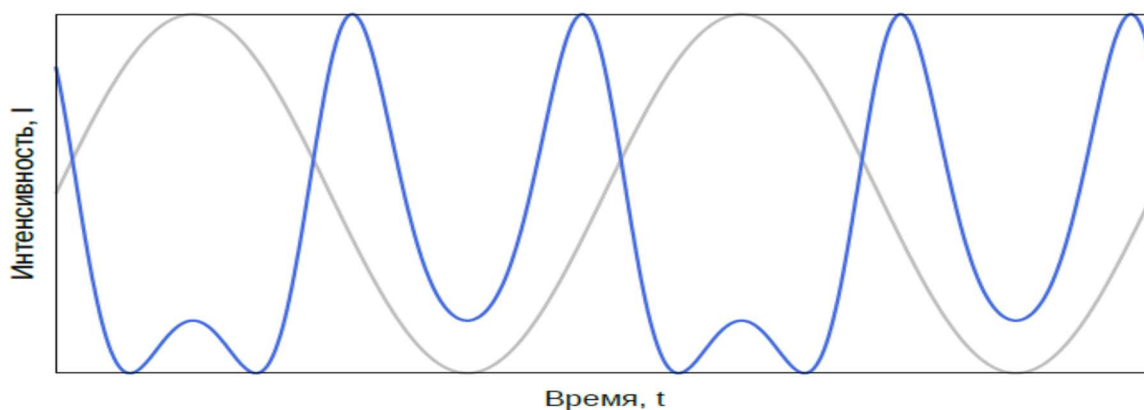


Рис. 36. Характер поведения во времени сигнала фотоприемника (синий) и модулирующего сигнала (серый) ДИ с искусственной модуляцией зондирующего излучения.

Согласно (3), при равенстве переменной компоненты выходного сигнала ДИ нулю, набег фазы численно равен текущему значению амплитуды модулирующего сигнала, взятому с противоположным знаком:

$$\Delta\varphi = -M \cdot \sin(\omega t) \quad (4)$$

Этот метод вычисления набег фазы, так же, как и сам ДИ с искусственной модуляцией фазы одного из зондирующих лучей, был анонсирован в работах [30,31] и с успехом апробирован на установках ГДЛ (ИЯФ СО РАН) и TEXTOR (Юлих, Германия). Основное влияние на его результирующее разрешение по n_l оказывали шумы фотоприемника, флуктуации интенсивности зондирующих лучей и глубины модуляции, а также погрешности, связанные с процедурой разделения постоянной и переменной составляющей сигнала фотодетектора и с вычислением ее амплитудных значений. Аналогичные источники ошибок характерны и для иных методов вычисления набег фазы для ДИ, появившихся позже [34,35]. Приятным исключением оказался метод, основанный на разложении сигнала фотоприемника по гармоникам и использовании дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для вычисления амплитуд этих гармоник [36]. В его рамках набег фазы, обусловленный изменением линейной плотности плазмы на каждом периоде модулирующего сигнала, определяется в виде:

$$\Delta\varphi = \arctg \left(\frac{|U_1|}{|U_2|} \cdot \frac{J_2(M)}{J_1(M)} \right) \quad (5)$$

где $J_1(M)$ и $J_2(M)$ – функции Бесселя первого рода первого и второго порядка, а U_1 и U_2 – амплитуды первой и второй гармоник сигнала фотодетектора, численно равные:

$$U_1(t) = 2 V_{ac} \sin(\Delta\varphi) \cdot J_1(M) \sin(\omega t)$$

$$U_2(t) = 2 V_{ac} \cos(\Delta\varphi) \cdot J_2(M) \cos(2\omega t)$$

где V_{ac} – амплитуда переменной компоненты сигнала фотодетектора, ω – частота, M – глубина модуляции.

Ключевые преимущества рассматриваемой методики связаны с простой разделением с помощью ДПФ постоянной и переменных компонент сигнала фотодетектора, а также с вычислением амплитуд гармоник не на основе отдельных выборочных значений этого сигнала, а на основе массива выборок, объем которого численно равен отношению частоты дискретизации АЦП к частоте модуляции. Следствием этого является рост коэффициента подавления уровня шумов, что положительно сказывается на результирующей разрешающей способности методики. Ее очевидный недостаток связан с отсутствием инструментария, учитывающего влияние на результаты вычислений набега фазы флуктуаций глубины модуляции. Поскольку амплитуда третьей гармоники сигнала фотодетектора определяется в виде:

$$U_3(t) = 2 V_{ac} \sin(\Delta\varphi) \cdot J_3(M) \sin(3\omega t)$$

влияние флуктуаций глубины модуляции на результат вычислений можно исключить, зная амплитуды трех первых гармоник сигнала фотодетектора и отношение функций Бесселя третьего и первого порядка при одном и том же значении аргумента M :

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{J_3(M)}{J_1(M)}$$

В рамках модернизированного алгоритма вычислений набега фазы, реализованного аппаратно на элементах FPGA [32], по численному значению отношения J_3/J_1 определяется величина отношения J_2/J_1 , входящая в качестве масштабного множителя в выражение (5).

Схема построения **модуля вычисления набега фазы ДИ**, реализующего методику вычисления набега фазы с помощью дискретного преобразования Фурье, приведена на рис.37. Она содержит три блока ДПФ: FT1, FT2 и FT3. С их помощью определяются знаки и текущие значения амплитуд трех первых гармоник сигнала фотодетектора. Модуль вычисления набега фазы с интегрированными блоками ДПФ содержит также делитель DIV13, модуль ROM с таблицей значений отношения J_1/J_2 , соответствующих отношению J_3/J_1 , умножитель и узел CORDIC. Узел обработки данных, используя амплитуды гармоник в качестве входных переменных, вычисляет текущее значение набега фазы ДИ на каждом периоде модулирующего сигнала.

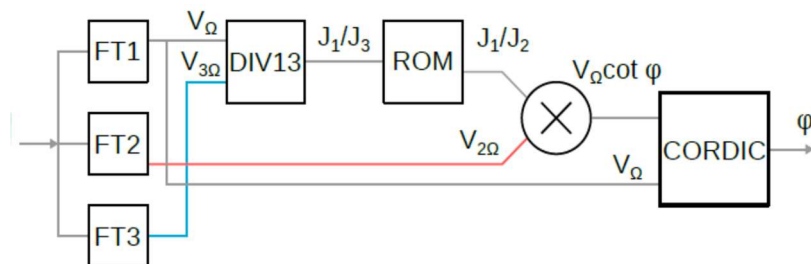


Рис. 37. Схема построения модуля обработки данных ДИ

В составе рассматриваемой диагностики регистратор работает в тандеме с контроллером модулятора. Контроллер формирует два опорных сигнала: си-

нусоидальный с частотой 50 кГц, управляющий модулятором и жестко связанный с ним по фазе сигнал той же частоты прямоугольной формы, поступающий на регистратор. На базе последнего, с помощью входящего в состав цифрового узла регистратора умножителя с контуром ФАПЧ, генерирует синхросигнал, задающий текущее значение частоты дискретизации АЦП, в 256 раз превышающей частоту модулирующего сигнала.

Рабочий цикл регистратора инициируется программно (переводом в единичное состояние разряда «*p_start*» основного регистра) или внешним импульсом запуска при единичном состоянии разряда «*en_work*» и содержанием поля «*mode[2:0]*» основного регистра, равном шести. Объем фиксируемых данных задается содержанием регистра «*n_words*». Во время рабочего цикла активны оба измерительных тракта регистратора. Первый фиксирует текущие значения сигнала фотодетектора, а второй, контрольный, – сигнала управления модулятором. Отсчеты АЦП, формируемые этими трактами, также, как и результаты вычисления набег фазы на каждом периоде модулирующего сигнала, генерируемые модулем обработки сигнала фотодетектора, фиксируются в блоке памяти процессорного узла блоками по два 32-х разрядных слова. Начальный адрес массива данных, в котором фиксируется последовательность отсчетов АЦП **0x20000000**, а массива данных, выделенного для хранения результатов измерений значений набег фазы на каждом периоде модулирующего сигнала - **0x3FE00000**.

Модуль обработки данных ДИ может использоваться в качестве источника сигнала обратной связи в контуре регулирования или стабилизации плотности плазмы в магнитной ловушке. Для решения этой задачи в качестве вспомогательных в цифровой узел регистратора включаются модули ПИД регулятора и последовательной передачи пропорционального сигнала управления выносному контроллеру пьезоэлектрического клапана (КПК), регулирующему поток поступающего в рабочий объем установки газа (рис.38).

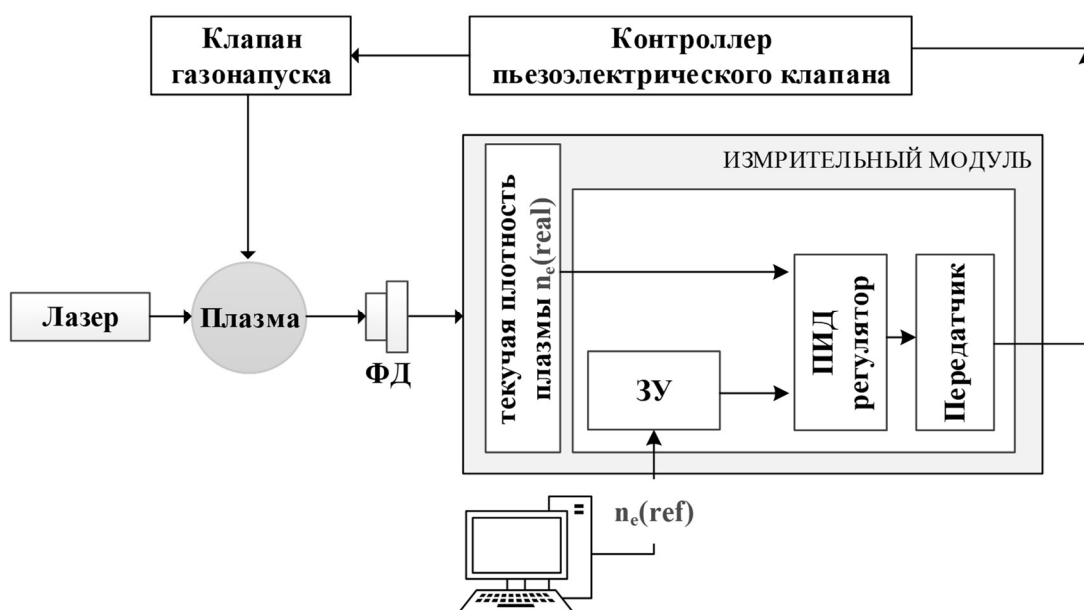


Рис. 38. Схема построения тракта управления плотностью плазмы

Модуль ПИД регулятора, схема построения которого приведена на рис.39, используя последовательность заданных пользователем опорных констант, загруженных в одноименное ЗУ, и текущих результатов измерений плотности плазмы модулем обработки данных ДИ, формирует с помощью пропорционального (P), интегрирующего (I) и дифференцирующего (D) звеньев, параметры которых задаются содержимым регистров «*rg_pid_i*», «*rg_pid_p*» и «*rg_pid_d*», сигнал управления $u(t)$ для модуля КПК.

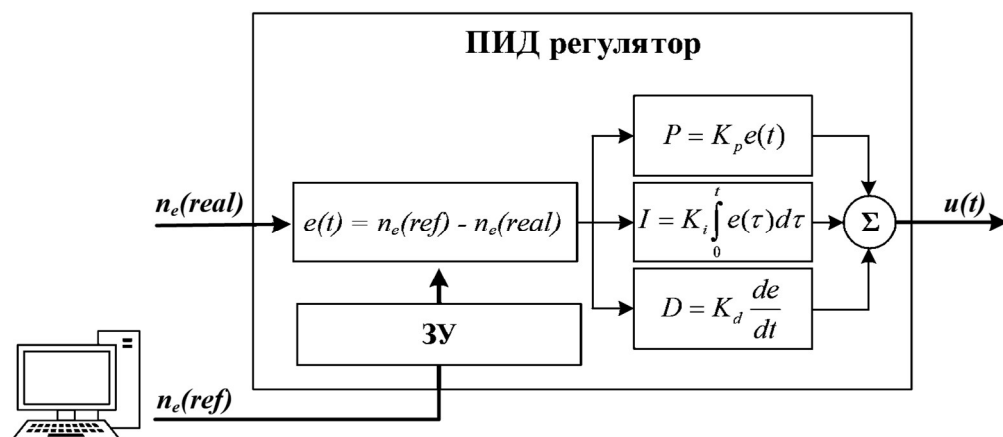


Рис. 39. Схема работы ПИД регулятора

Модуль КПК (рис.40) включает в свой состав приемник поступающих по оптоволоконной линии связи управляющих посылок, ЦАП, преобразующий содержимое этих посылок в аналоговый сигнал, и выходной усилитель-формирователь сигнала управления клапаном.

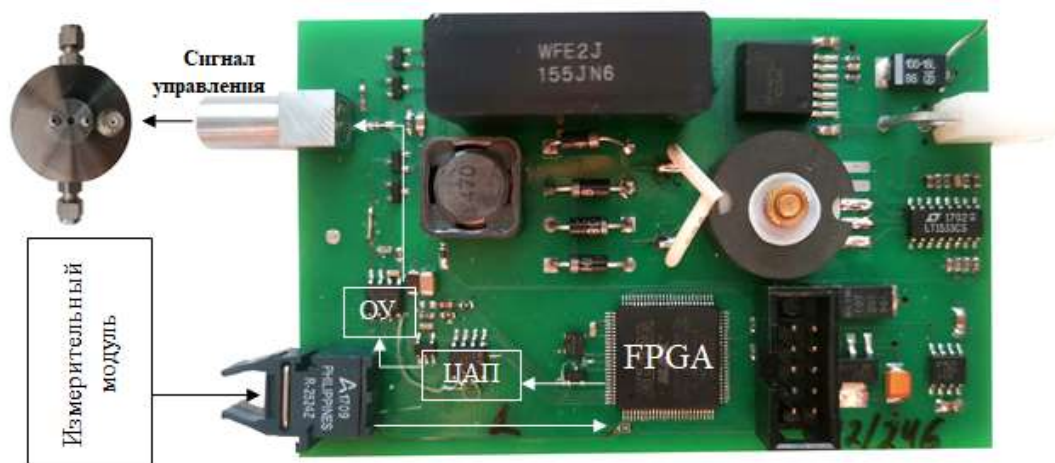


Рис. 40. Контроллер пьезоэлектрического клапана

Регистры параметров ПИД регулятора и ЗУ опорных констант входят в состав **модуля регистров управления и контроля** цифрового узла регистратора.

Модуль обработки данных ДИ, описание которого приведено выше, формирует приемлемые результаты измерений линейной плотности плазмы при набегах фазы на периоде модулирующего сигнала, не превышающем не-

скольких градусов. С ростом скорости изменения набега фазы растут нелинейные искажения и появляются так называемые “скачки” фазы. Величина последних достигает 9 градусов при изменениях фазы на периоде модулирующего сигнала, близких к 90 градусам. «Источниками» этих неприятностей являются осциллирующие крылья спектральных окон ДПФ, описываемых функцией $\sin x/x$ и эффект «расщепления» гармоник при не равной нулю скорости изменения набега фазы. Как следствие, на амплитуду центральной гармоники каждого спектрального окна с ростом набега фазы начинают оказывать нарастающее влияние изменения амплитуд соседних спектральных компонент сигнала фотодетектора. Подавляется это влияние с помощью оконных функций, накладываемых на цифровую реплику этого сигнала. Негатив, связанный с указанной процедурой, обусловлен уширением результирующего спектрального окна, «вырезающего» полезную гармонику. Исправить ситуацию можно лишь за счет увеличения длительности интервала регистрации входного сигнала, что чревато потерей временного разрешения модуля обработки данных ДИ. Выбраться из этого «заколдованного» круга позволяет замена в модуле обработки данных блоков «классического» ДПФ на блоки «скользящего» ДПФ, формирующих результаты вычисления амплитуд гармоник на каждом периоде частоты дискретизации АЦП [24,37].

Базовое уравнение скользящего ДПФ имеет вид:

$$X(n) = e^{-j2\pi m/N} \cdot [X(n-1) + x(n) - x(n-N)]$$

где $x(n)$ – текущий отсчет входного сигнала, $X(n)$ – соответствующий ему бин ДПФ, а $X(n-1)$ – предыдущий бин.

Индекс m соответствует номеру бина (гармоники) ДПФ, N – количеству отсчетов в скользящем временном окне. Схема построения узла, реализующего процедуру однобинового скользящего ДПФ, приведена на рис.41.

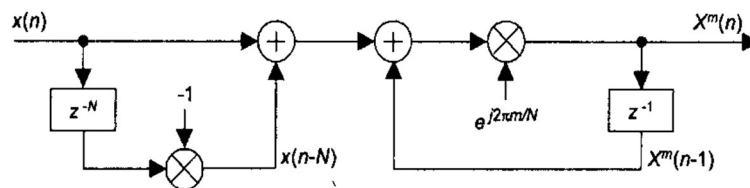


Рис. 41. Схема построения узла однобинового скользящего ДПФ на основе гребенчатого фильтра и резонатора.

Узел скользящего ДПФ содержит гребенчатый фильтр и резонатор, включенные последовательно. При необходимости одновременного вычисления значений нескольких бинов ДПФ к выходу общего гребенчатого фильтра подключается соответствующее количество резонаторов, настроенных на необходимый набор гармоник m .

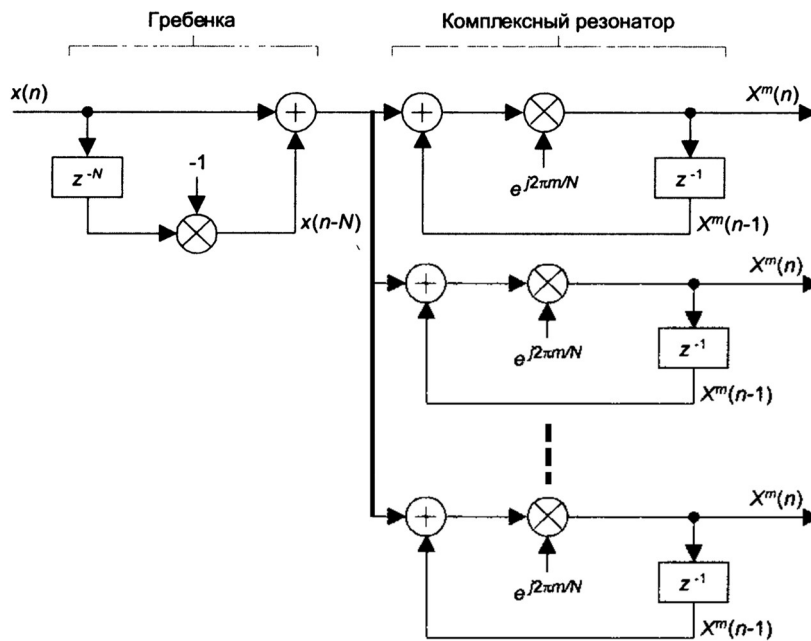


Рис. 42. Схема построения модуля многобинового скользящего ДПФ.

Особенность скользящего ДПФ заключается в том, что его результаты вычислений не имеют корректных значений до завершения обработки первого блока данных из N входных отсчетов. Далее результаты ДПФ формируются в темпе поступления входных данных.

Скользящему ДПФ, как и классическому, свойственны утечки спектра. Их подавление умножением входной последовательности данных на взвешивающую оконную функцию практически невозможно. Выполнить эту процедуру можно лишь в частотной области, используя теорему о свертке. Для этого необходимо вычислить значения не только основного, но и соседних бинов ДПФ. В качестве примера рассмотрим окно Ханна. В частотной области для каждой гармоники оно представлено суммой трех сдвинутых друг относительно друга ядер Дирихле, имеющих в точках $m-1$, m и $m+1$ амплитуды с весом 0.25, 0.5 и 0.25 соответственно (рис.43),

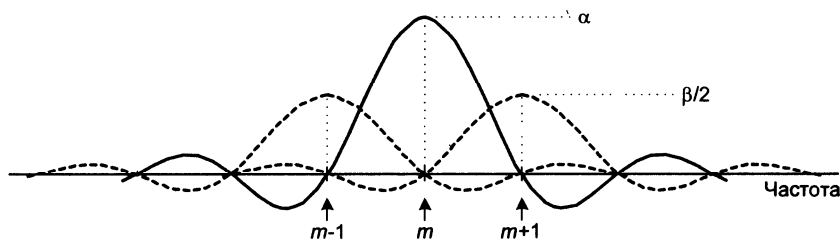


Рис. 43. Окно Ханна в частотной области. Боковые ядра компенсируют колебания амплитуды центрального ядра в области крыльев:

$$\alpha = 0.5, \beta/2 = 0.25.$$

что позволяет вычислить взвешенное этим окном значение комплексной амплитуды гармоники m как:

$$X^m(n) = -0.25 \cdot X^{m-1}(n) + 0.5 X^m(n) - 0.25 X^{m+1}(n)$$

где $X^{m-1}(n)$, $X^{m+1}(n)$ и $X^m(n)$ – комплексные амплитуды вспомогательных и основной гармоник, полученные с помощью скользящего ДПФ (рис.44).

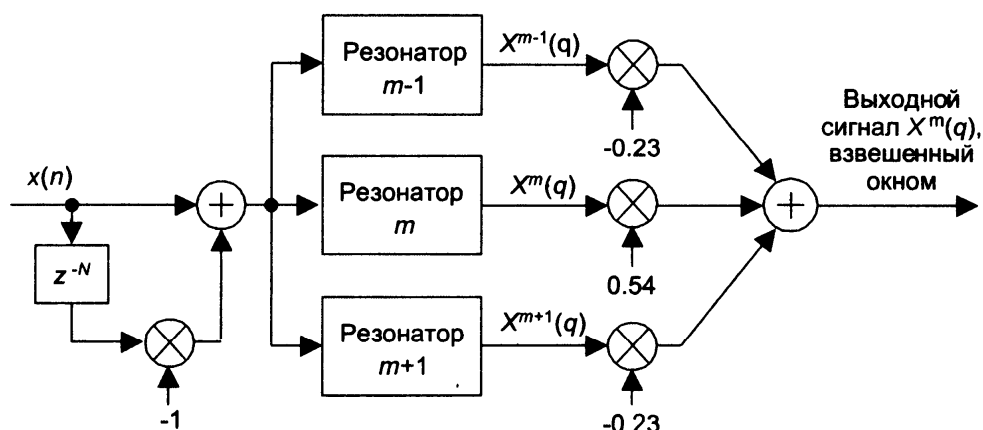


Рис. 44. Устранение утечек ДПФ в частотной области. Коэффициенты 0.23, 0.54 и 0.23 соответствуют окну Хемминга. В случае окна Ханна численные значения этих коэффициентов равны 0.25, 0.5 и 0.25.

Простота аппаратной реализации процедур ДПФ и коррекции утечек, а также высокое временное разрешение, являются несомненным преимуществами рассматриваемого алгоритма. Его ключевой недостаток связан с накоплением ошибок вычислений на уровне резонаторов из-за конечной точности представления комплексных множителей $e^{-j2\pi m/N}$ их численными значениями. Очевидно, что из-за этого, без использования вспомогательных процедур коррекции ошибок, алгоритм скользящего ДПФ фактически не имеет практической ценности. Процедура коррекции ошибок требует существенного усложнения этого алгоритма [38,39]. Можно пойти по другому пути, - организовать совместную работу скользящего ДПФ с классическим ДПФ. При этом появляется возможность использовать результаты вычисления комплексной амплитуды той или иной гармоники вспомогательными алгоритмами для периодической подмены ею содержимого регистра $X(n-1)$ соответствующего резонатора в схеме скользящего ДПФ. При количестве резонаторов более одного, вспомогательный алгоритм должен периодически формировать корректные результаты для каждого из них. Частота выполнения процедур коррекции зависит от погрешности представления указанных ранее комплексных множителей их численными значениями и от количества входных отсчетов, обрабатываемых резонаторами между этими процедурами.

В ДИ для вычисления набегов фазы с учетом возможных вариаций глубины модуляции под воздействием внешних факторов, в качестве рабочих используются комплексные амплитуды трех первых гармоник. В скользящем ДПФ с увеличенным вдвое временным окном (512 входных отсчетов, что соответствует двум периодам модулирующего сигнала), ориентированном на устранение утечек в частотной области с помощью окон Ханна, основными

становятся вторая, четвертая и шестая гармоники, а вспомогательными – первая, третья, пятая и седьмая. Как следствие, схема построения модуля вычисления текущих комплексных значений этих гармоник и формирования на их основе скорректированных значений основных, приобретает вид, показанный на рис.45. Она содержит гребенчатый фильтр, семь резонаторов, три комплексных сумматора Σ , блок классического ДПФ и узел синхронизации. Опорные значения результатов ДПФ, используемые резонаторами для коррекции ошибок, формируются блоком классического ДПФ, работа которого жестко синхронизирована с работой блоков скользящего ДПФ.

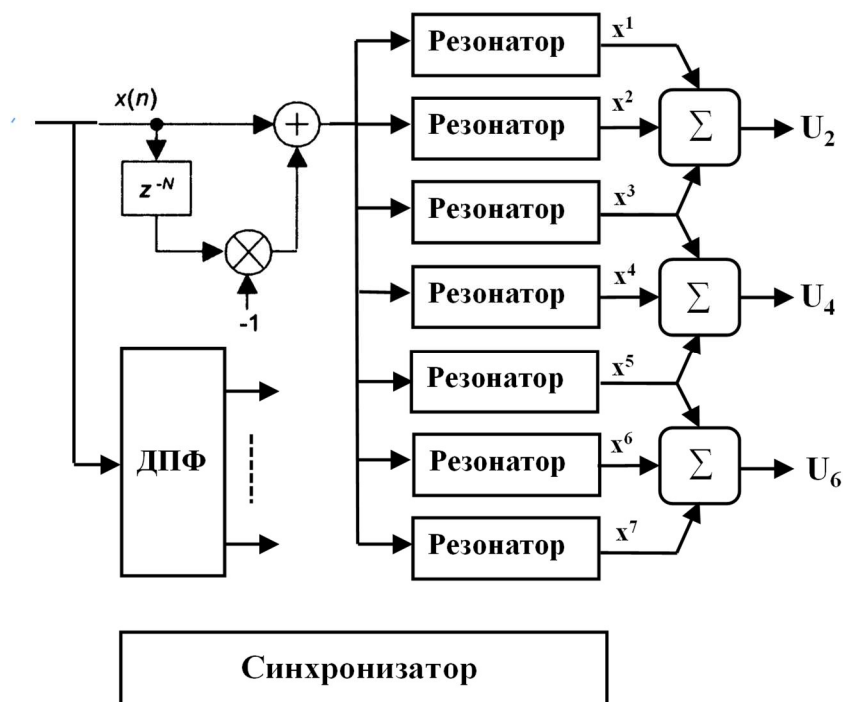


Рис. 45. Схема построения модуля вычисления амплитуд полезных гармоник с помощью скользящего ДПФ

Блок классического ДПФ работает циклически. Каждый его рабочий цикл содержит семь идентичных временных интервалов длительностью в два периода модулирующего сигнала. На каждом из этих интервалов он вычисляет текущее значение комплексной амплитуды одной из гармоник по N входным отсчетам. На первом интервале – первой, на втором – второй, на третьем – третьей и так далее. Блок скользящего ДПФ работает параллельно с классическим под управлением общего узла синхронизации. И тот, и другой формируют результаты ДПФ для одной и той же последовательности входных данных одновременно. Это позволяет в конце первого временного интервала занести вычисленное блоком классического ДПФ корректное значение комплексной амплитуды первой гармоники в регистр $X^m(n-1)$ первого резонатора, в конце второго интервала комплексной амплитуды второй гармоники в аналогичный регистр второго резонатора и так далее. Таким образом, по одному

разу за каждый цикл, содержащий по $7 \cdot N$ ($N = 512$) входных отсчетов, текущие значения комплексной амплитуды каждой из семи гармоник, сформированные блоком классического ДПФ, замещают свой аналог в выходных регистрах соответствующих резонаторов блока скользящего ДПФ, сводя накопленную в них ошибку операции комплексного умножения к нулю. Представленная процедура коррекции, при соответствующем выборе точности представления значений комплексных множителей $e^{-j2\pi m/N}$ (в случае рассматриваемого ДИ - с 24-разрядной точностью), позволяет свести ошибку в вычислении текущих результатов ДПФ в любой момент времени на интервале, содержащем $7 \cdot 512$ входных отсчетов, до уровня 10^{-3} и менее.

Комплексные сумматоры Σ , формирующие результаты вычисления амплитуд основных гармоник, как это отмечалось ранее, используются для устранения утечек. Первый сумматор оперирует с взвешенными указанными ранее коэффициентами амплитудами первых трех гармоник, второй с амплитудами гармоник с третьей по пятую, а третий – с пятой по седьмую. Отличительная особенность окна Ханна, связанная с тем, что в частотной области оно представлено суммой трех бинов с весами, кратными двум, значительно упрощает построение узла подавления утечек. Она позволяет заместить в нем сложные в реализации процедуры деления на простые операции двоичного сдвига содержимого выходных регистров резонаторов. Полученные с помощью блоков ДПФ и узла подавления утечек комплексные амплитуды основных гармоник поступают далее на блок вычисления набегов фазы, базовые принципы построения которого детально описаны в работе [37], а схема построения приведена на рис.46.

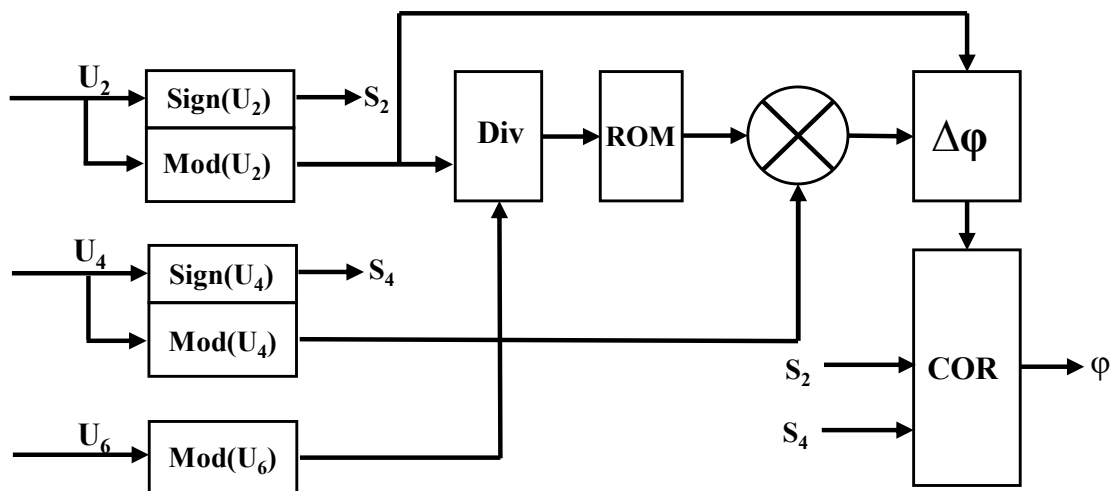


Рис. 46. Схема построения модуля вычисления набега фазы

Блок вычисления набега фазы содержит:

- узлы фиксации знака $\text{sign}(U_2)$ и $\text{sign}(U_4)$, а также вычисления значений модуля поступающих от блока ДПФ комплексных амплитуд основных гармоник (U_2 , U_4 и U_6),

- делитель Div, с помощью которого вычисляется отношение модулей амплитуд второй (U_2) и шестой (U_6) гармоник, необходимое для учета влияния на результат вычисления набег фазы текущего значения глубины модуляции,
- постоянное запоминающее устройство ROM, использующее результат предыдущей операции в качестве адреса ячейки, в которой содержится табличное значение отношения функций Бесселя первого рода первого и второго порядка для текущего значения глубины модуляции,
- умножитель считанного из ПЗУ результата на текущее значение модуля амплитуды четвертой (U_4) гармоники,
- узел вычисления разности фаз $\Delta\varphi$ между векторами $U_2 \cdot \cos \varphi$ и U_2 на основе алгоритма CORDIC,
- узел коррекции результата COR предыдущей операции по знакам второй U_2 и четвертой U_4 гармоник сигнала фотодетектора, расширяющий рабочий диапазон узла измерения набег фазы до одной полосы ($0 - 360^\circ$) и счетчик количества полос, увеличивающий или уменьшающий свое текущее содержимое при положительной или отрицательной производной набег фазы, соответственно, в момент ее перескока через 0.

Перечисленные выше операции так же, как и процедуры ДПФ, выполняются на элементах FPGA в конвейерном режиме, что позволяет вычислять значения набег фазы в темпе, определяемом текущим значением частоты дискретизации сигнала фотодетектора. В приложениях, в которых такой темп формирования текущих значений набег фазы избыточен, может использоваться операция “прореживания” в целое число (например, от 1 до 32-х с двоичным шагом) выходного потока данных.

На рис.47 в верхнем фрагменте представлены осциллограммы, отражающие характер поведения линейной плотности плазмы в токамаке Глобус-М, полученные для одного и того же сигнала фотодетектора алгоритмами обработки на основе классического ДПФ при длительности временного окна в один (синий) и два периода модулирующего сигнала (зеленый), и алгоритмом на основе скользящего ДПФ при длительности временного окна в два периода модулирующего сигнала и использовании в спектральной области окна Ханна (красный). В нижнем окне показаны фрагменты тех же осциллограмм в увеличенном масштабе.

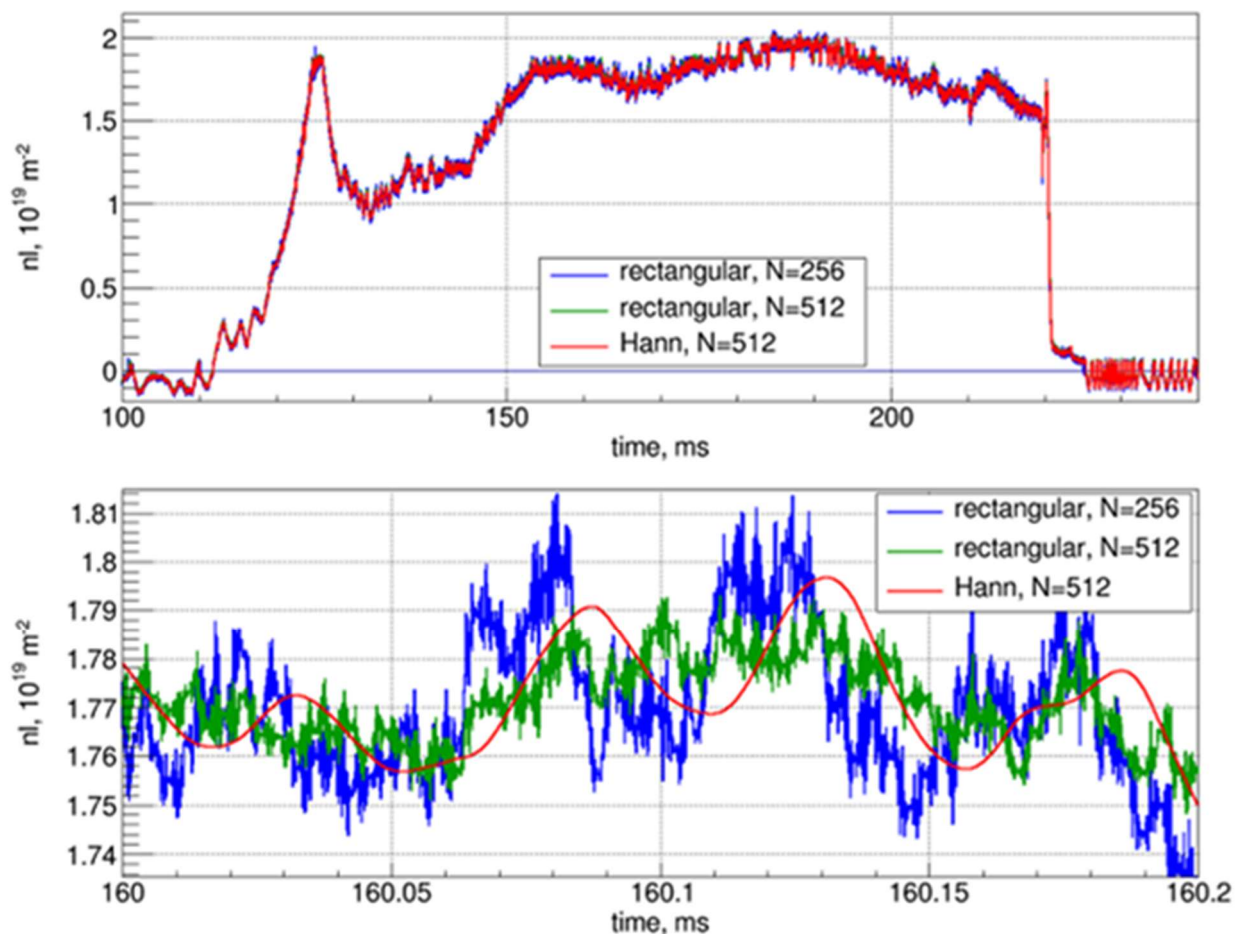


Рис .47. Осциллограммы, отражающие характер поведения линейной плотности плазмы в токамаке Глобус-М.

По характеру поведения сигналов и уровню наложенной на них паразитной шумовой компоненты можно сделать однозначный вывод о существенно лучших “потребительских” характеристиках алгоритма выделения набега фазы, основанного на использовании тандема из скользящего ДПФ и окна Ханна.

Программное обеспечение

Адаптивные регистраторы имеют встроенное процессорное ядро, работающее под управлением ОС Debian GNU/Linux. Для сопряжения с панелью оператора на базе ПК они используют канал связи Ethernet 1000base-TX. Как следствие ПО, поддерживающее работу АР, подразделяется на: программное обеспечение, работающее во встроенном процессорном ядре (рабочее и тестовое) и программное обеспечение, работающее на ПК.

В линейке АР пять типов модулей: ADC1480/8 (14 разрядов, 80 МГц, 8 каналов), ADC14125/2 (14 разрядов, 125 МГц, 2 канала), ADC14250/4 (14 разрядов, 250 МГц, 4 канала), ADC12500/2 (12 разрядов, 500 МГц, 2 канала) – реализующих методику прямого А-Ц преобразования и модуль ADC105000/4 (10 разрядов, 4915.2 МГц, 4 канала), реализующий методику масштабно-временного преобразования сигналов. К процессорному ядру подключена память объёмом до 4 ГБ. В опытной партии регистраторов используется 1 ГБ. Эта память условно поделена пополам: 512 МБ используются ОС и прикладным программным обеспечением, а остальные 512 МБ предназначены для хранения оцифрованных данных. Память данных может заполняться как полностью, так и с разделением на страницы, объём которых определяется пользователем. У АР ADC105000/4 объём страницы фиксирован и составляет 4096 отсчётов.

“Рабочее” ПО, исполняемое процессорным ядром регистраторов, включает в свой состав (Рис.48): модуль ядра Linux для Cyclone V (драйвер), библиотеку функций Cyclone V, библиотеку специализированных функций, ориентированных на работу с конкретным типом АР, EPICS IOC (Input/ Output Controller) и TCP сервер. В дальнейшем планируется поддержка Web интерфейса.

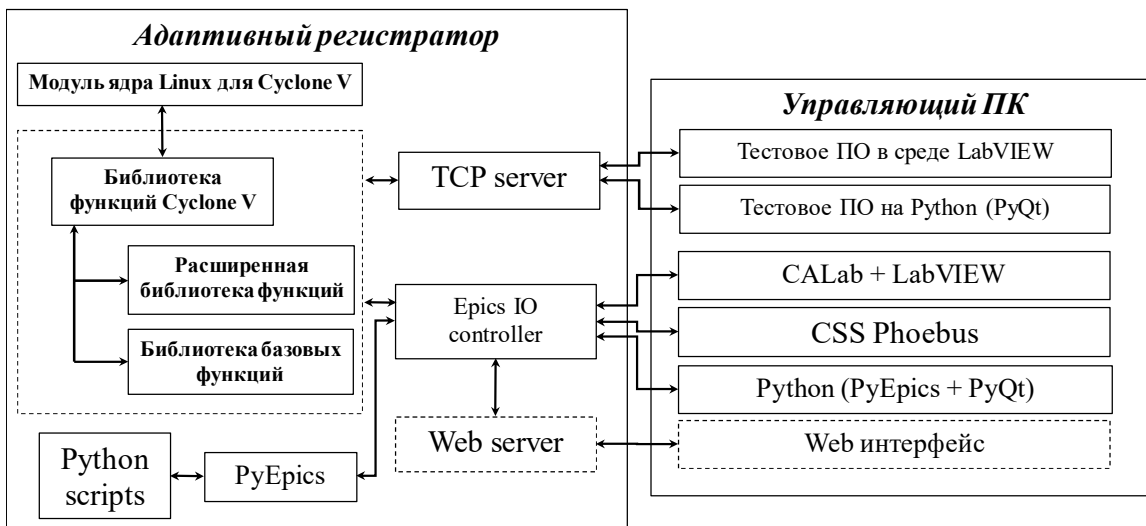


Рис. 48. Обобщенная схема построения ПО адаптивных регистраторов.

На стороне управляющего ПК реализовано несколько вариантов программы управления: в среде CSS Phoebus, на языке Python с использованием библиотек PyEpics + PyQt, на базе среды LabVIEW с библиотекой CALab, на основе Web интерфейса с использованием языка JS (JavaScript).

Панель управления и контроля на основе Web, используемая при работе с регистратором ADC105000/2, показана на рис.49.

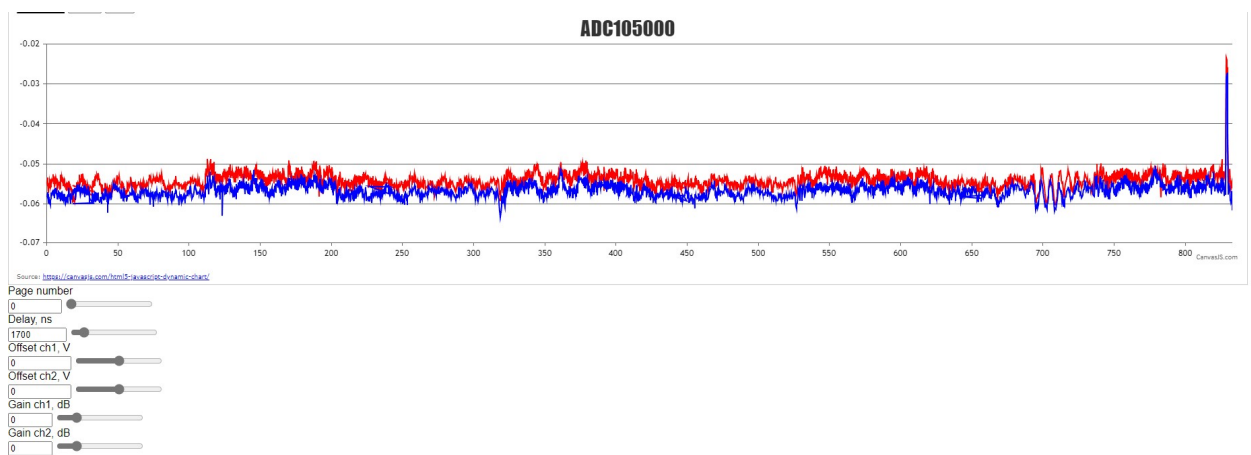


Рис. 49. Панель управления, реализованная на JS в браузере для модуля ADC105000/2.

Вспомогательное или тестовое ПО, ориентированное на настройку и проверку регистраторов, создано с использованием языка C++. Оно не обрабатывает прерывания и реализовано по бездрайверной технологии, что позволяет непосредственно обращаться к регистрам поверяемых приборов и к памяти данных. Удаленный доступ к указанным элементам реализуется с помощью простого TCP сервера. Клиентская часть ПО, работающего на ПК, реализована в среде LabVIEW. Внешний вид панели управления и контроля тестового ПО показан на рис.50.

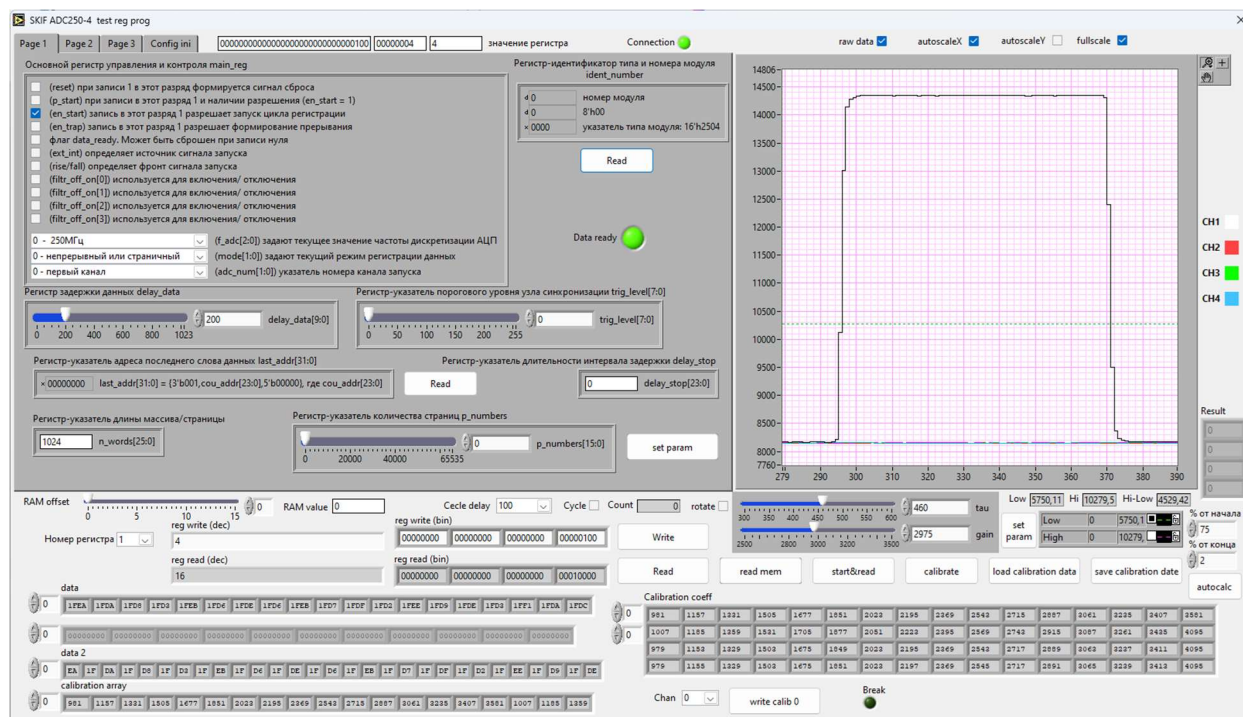


Рис. 50. Внешний вид панели управления и контроля тестового ПО

Тестовое ПО на этапе разработки регистраторов используется для отладки модулей (базовых и специализированных) конфигурационного файла

FPGA, а на этапе их настройки и поверки, - для формирования с помощью калибровочных процедур индивидуальных для каждого прибора опорных констант, задающих положение нулевой линии и коэффициенты передачи измерительных трактов, параметры цифровых корректирующих фильтров и иных элементов, определяющих базовые метрологические характеристики приборов. Для регистратора ADC105000/4 опционально реализована тестовая версия панели управления и контроля на Python с использованием библиотеки PyQt. Она использует TCP server для управления и получения данных (рис.51).

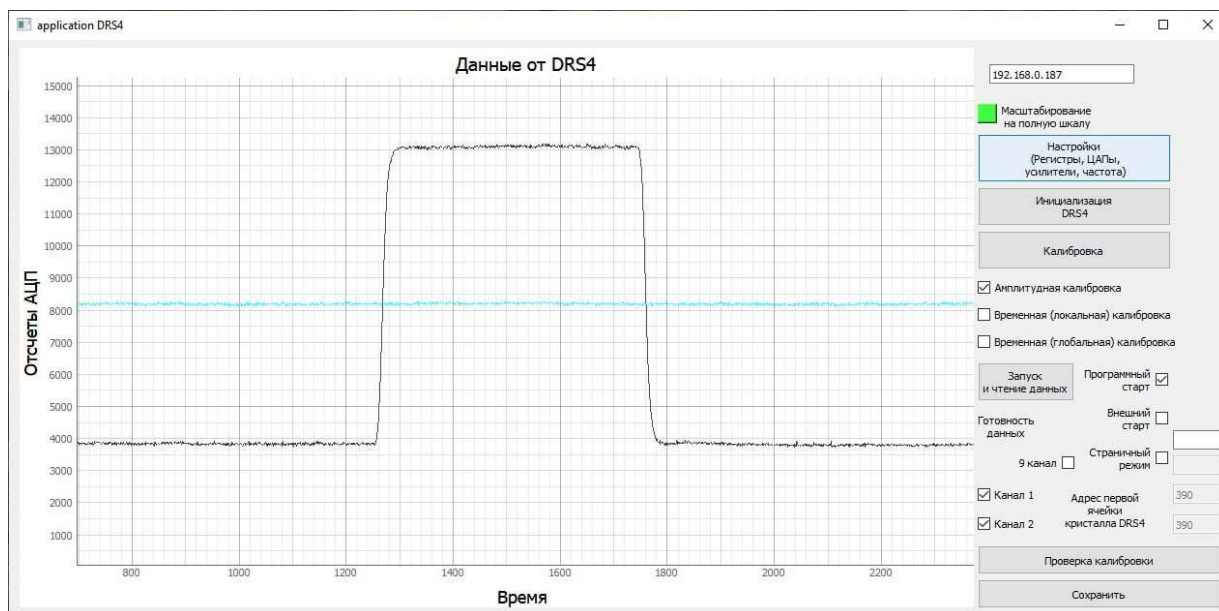


Рис. 51. Внешний вид управляющей панели тестовой программы, написанной на языке Python с использованием библиотек PyEpics и PyQt.

В рабочей версии ПО драйвер устройства или модуль ядра реализует минимальный набор функций для работы с цифровым узлом AP: чтение/запись регистров, чтение памяти данных и обработка прерываний. Прерывания формируются этим узлом после окончания рабочего цикла регистрации.

Библиотека базовых функций включает в себя набор унифицированных элементов, одинаковых для всех AP. К их числу относятся функции, задающие параметры цепей запуска, пределы по амплитуде, напряжению смещение нулевой линии, текущее значение частоты дискретизации, режим регистрации данных и прочие атрибуты. Библиотека специализированных функций у регистратора каждого типа своя. Так, для AP ADC14125/2 реализованы функции, обеспечивающие его работу в диагностике плотности плазмы на основе дисперсионного интерферометра. Для AP ADC14250/4 в библиотеку входят функции, позволяющие задавать параметры корректирующих цифровых фильтров. Регистратор ADC12500/2 ориентирован на фиксацию энергии и разделение событий, обусловленных попаданием в апертуру детектора на основе органического сцинтиллятора нейтронов и гамма квантов. Его набор функций позволяет задать параметры спектроскопических трактов и критерии разделения событий. Модуль ADC105000/4 применяется в диагностике Томсоновского рассеяния, а также в диагностике потерь пучка на установке СКИФ. Набор его

библиотечных функций ориентирован на выполнение амплитудных и временных калибровок. Библиотеки специализированных функций могут быть расширены при реализации в цифровом узле регистратора новых алгоритмов обработки данных.

На основе библиотеки базовых и специализированных функций для каждого регистратора был создан EPICS IOC (Input/ Output Controller) [40], позволяющий общаться с ним с помощью сетевых переменных (PV - process variable).

Использование библиотеки PyEpics как непосредственно на АР, так и на управляющей ПК даёт возможность писать скрипты на языке Python, позволяющие анализировать и обрабатывать данные в памяти АР. Такие скрипты используются на плазменной установке КОТ для управления зарядкой емкостных накопителей плазменной пушки и магнитного поля [41]. Для построения ПО верхнего уровня используется CSS Phoebus (рис.52).

Важной особенностью адаптивных регистраторов является внешний доступ к файловой системе процессорного модуля по защищённому протоколу ssh. Такой доступ позволяет быстро обновить, не только ПО модуля, но и конфигурационный файл FPGA. Благодаря наличию у процессорного модуля внутреннего накопителя (SD-карта) также реализуется возможность хранения на нем всех конфигурационных параметров и результатов калибровок АР.

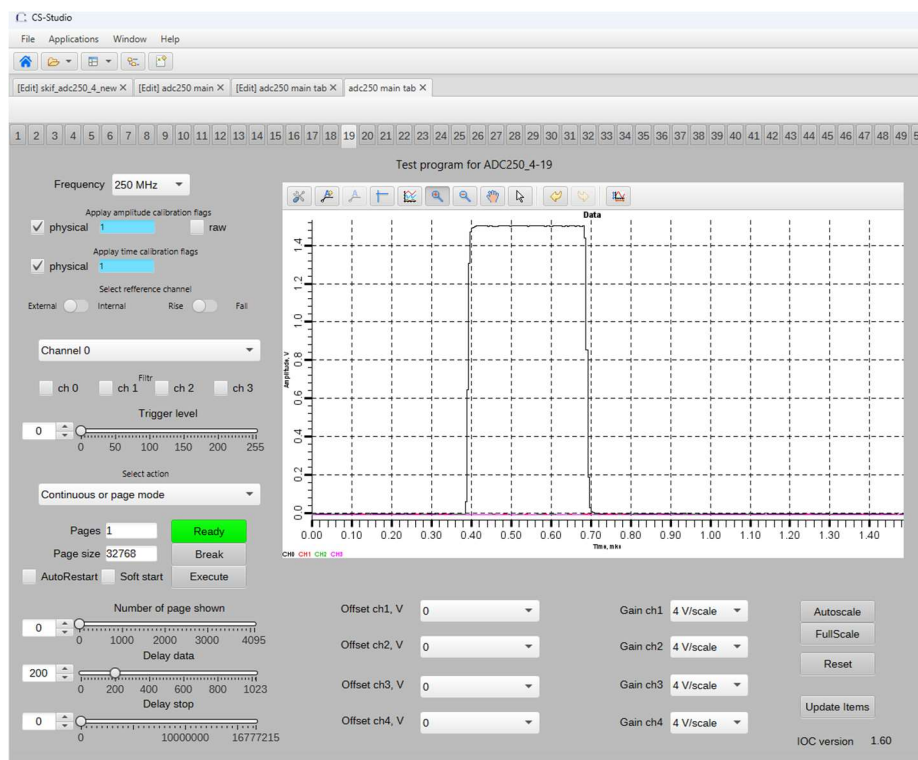


Рис. 52. Внешний вид панели управления и контроля для модуля ADC14250/4, разработанной в среде Phoebus.

Заключение

Прошло около двух лет с момента разработки опытных образцов адаптивных регистраторов, первое поколение которых в настоящее время замещает на плазменных и иных электрофизических установках ИЯФ СО РАН аппаратуру регистрации экспериментальных данных предыдущих поколений. О востребованности приборов этого типа можно судить по тиражу их выпуска – более 120 экземпляров менее чем за полтора года. Около половины из них уже используется для регистрации сигналов диагностики потерь находящейся в настоящее время на стадии физического запуска установки СКИФ (сибирский кольцевой источник фотонов), а остальные ориентированы на развитие диагностического комплекса установки ГДЛ и отработку элементов системы регистрации, сбора и предварительной обработки экспериментальных данных проектируемого в настоящее время экспериментального комплекса термоядерного профиля ГДМЛ. Перспективы развития адаптивных регистраторов связаны с дальнейшим расширением их функционального потенциала и с развитием методов, обеспечивающих синхронный режим регистрации отсчетов всеми измерительными трактами диагностического комплекса той или иной электрофизической установки на неограниченно длинных временных интервалах, с аппаратной реализацией на уровне FPGA процедур компрессии в режиме реального времени формируемых измерительными трактами информационных массивов, с развитием перспективных методов синхронизации и таймирования, использующих в качестве аппаратной платформы сетевые средства сопряжения.

Литература

1. С.И. Байбородин, А.М. Батраков, В.И. Нифонтов, А.Д. Хильченко. Многоканальная быстродействующая измерительная система для ввода данных в ЭВМ. // – В сб. «Вопросы теории и проектирования преобразователей информации», Киев, 1975.
2. Будкер Г.И., Данилов В.В., Корнилов В.А. и др. Удержание плазмы в многопробочном магнитном поле // В сб.: Материалы 5-й Европейской конференции по физике плазмы и УТС, I АЕА, Вена, 1975, т. 3, с. 763.
3. Нифонтов В.И., Хильченко А.Д. Регистратор однократных импульсных сигналов Импульс-А. // – Новосибирск, 1979, Препринт ИЯФ СО АН СССР, 79-39.
4. Нифонтов В.И., Скорюпин А.А., Хильченко А.Д. Регистратор однократных импульсных сигналов Импульс-Б. // – Новосибирск, 1980, Препринт ИЯФ СО АН СССР, 80-205.
5. Аульченко В.М., Коршунов Ю.В, Кутовенко В.Д. Цифровой осциллограф «Магнолия». // – ПТЭ, 1978, № 5, с. 266.
6. А.А. Шейнгезихт, В.Я. Сазанский. Регистратор однократных импульсных сигналов АФИ-16 // – Новосибирск, 1979, Препринт ИЯФ 79-37.
7. А.М. Батраков, В.Р. Козак. АЦП для цифровой регистрации однократных импульсных сигналов. // Автометрия, №4, 1978, с.59-63.
8. А.М. Батраков, В.Р. Козак, М.Э. Кругляков. Регистраторы формы импульсных сигналов серии «S». АЦП-IOISK, АЦП-8508K.// – Новосибирск, 1988, Препринт ИЯФ 88-98.
9. Квашнин А.Н., Хильченко А.Д. Регистратор формы однократных импульсных сигналов Ц9107. // – Новосибирск, 1985, Препринт ИЯФ СО АН СССР, 85-116.
10. Хильченко А.Д. Регистратор однократных импульсных сигналов с микросекундным циклом преобразования. // – ПТЭ, 1986, № 3, с. 108.
11. Хильченко А.Д. Широкополосный регистратор формы однократных импульсных сигналов. // – ПТЭ, 1987, №3, стр.124.
12. Моисеев Д.В., Квашнин А.Н., Хильченко А.Д. Регистраторы однократных импульсных сигналов ADC824. // – ПТЭ, 1999, N3, с.81-85.
13. Капранов В.В., Равер Л.Ю., Палбенников Ю.Н., Макаров О.П., Александров Н.К., Хильченко А.Д. Аналого-цифровой преобразователь с оперативным запоминающим устройством Ф4226 в стандарте КАМАК. // – ПТЭ, №4, 1986. с. 213.
14. П.В. Зубарев, А.Н. Квашнин, А.Д. Хильченко, В.А. Хильченко. Многоканальная система гальванически изолированных регистраторов формы однократных импульсных сигналов. // – ПТЭ, 2001, N4, с.75-82.
15. Гурко В.Ф., Квашнин А.Н., Моисеев Д.В., Хильченко А.Д., Хильченко В.А. Быстродействующая синхронная 32-х канальная система сбора данных. // – ПТЭ, 2003, N5, с.32-37.

16. В.Ф. Гурко, А.Н. Квашнин, Д.В. Моисеев, А.Д. Хильченко. Синхронная 128-ми канальная система сбора данных для диагностического комплекса плазменных экспериментальных установок. // – ПТЭ, 2003, N5, с.38-44.
17. В.Ф. Гурко, П.В. Зубарев, А.Н. Квашнин, Д.В. Моисеев, А.Д. Хильченко, В.А. Хильченко. Аппаратура регистрации данных для диагностических комплексов плазменных электрофизических установок ИЯФ СО РАН // – Материалы 6-й Всероссийской конференции «Диагностика высокотемпературной плазмы». – Троицк, 13-18 июня 2005г. с.148-151.
18. В.Ф. Гурко, П.В. Зубарев, А.Н. Квашнин, А.Д. Хильченко. Многоканальная система сбора данных для гетеродинной интерферометрической диагностики плотности плазмы // – ПТЭ, 2003, N5
19. Е.А. Пурьга, А.А. Иванова, В.И. Алейник, С.В. Иваненко, А.Н. Квашнин, А.Ф. Ровенских, Ю.С. Суляев, А.Д. Хильченко. Адаптивный гамма-спектрометр с высокой скоростью обработки событий. // Приборы и техника эксперимента. №1, 2012 с. 5-15
20. В.Р. Козак Многоканальный прецизионный аналого-цифровой преобразователь в стандарте УМЕ // – Новосибирск, 2004, Препринт ИЯФ 2004-69.
21. Хильченко В.А., Хильченко А.Д., Квашнин А.Н., Пурьга Е.А., Иваненко С.В., Зубарев П.В., Моисеев Д.В. «Гальванически изолированные регистраторы» // В книге: Диагностика высокотемпературной плазмы. Тезисы докладов. 2023. С. 360-362.
22. Хильченко А.Д., Квашнин А.Н., Пурьга Е.А., Иваненко С.В., Зубарев П.В., Моисеев Д.В. «Адаптивные средства регистрации и предварительной обработки экспериментальных данных» // В книге: Диагностика высокотемпературной плазмы. Тезисы докладов. 2023. С. 308-310
23. Correcting the Low-Frequency Response of the ADS42LBxx, ADS42JBxx for Time-Domain Applications. // Texas Instruments. Application notes SBAA220, May 2016
24. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. // Пер. С англ.-М.; ООО “Бином-Пресс”, 2007.
25. R. Lyons, A Beginners Guide To Cascaded Integrator-Comb (CIC) Filters, DSP Related, 2020
26. Altera, Understanding CIC Compensation Filters, Application Note 455, April 2007.
27. Khilchenko A., Kvashnin A., Zubarev P., Ivanenko S., Puryga E., Moiseev D., Lizunov A. «Data acquisition system for a neutron spectrometer with a remote diamond detector» // Journal of Instrumentation. 2022. T. 17. № 7. С. P07003
28. Application of Nuclear Physics Methods for Plasma Diagnostics on a GAS-DYNAMIC TRAP. Pinzhenin E.I., Maximov V.V. // Instruments and Experimental Techniques. 2024. T. 67. № 2. С. 240-252.
29. Development of FPDA-based Real-Time Neutron Spectrometer using Stilbene Scintillator. Pinzhenin E.I., Khilchenko A.D., Zubarev P.V., Kvashnin A.N., Kashchuk Y.A., Kovalev A.O., Obudovsky S.Y. // Plasma and Fusion Research. 2019. T. 14. № Specialissue1. С. 2402025.

30. P.A. Bagryansky, A.D. Khilchenko, A.N. Kvashnin, A.A. Lizunov, R.V. Voskoboynikov, A.L. Solomakhin et al. Dispersion interferometer based on a CO₂ laser for TEXTOR and burning plasma experiments, // *Rev. Sci. Instrum.* 77 (2006) 053501
31. Khilchenko A.D., Kvashnin A.N., Ivanenko S.V., Zubarev P.V., Moiseev D.V., Kovalenko Yu.V. Data recording system of a dispersion interferometer based on a CO₂ laser. // *Instrum. Exp. Tech.* 52 (2009) 382.
32. С.В. Иваненко, К.А. Гринемайер, Е.А. Пурыга, А.Н. Квашинин, П.А. Багрянский, Измерительный модуль дисперсионного интерферометра на основе со₂ лазера для управления плотностью плазмы // *ВАНТ. Сер. Термоядерный синтез*, 2022, т. 45, вып. 1, стр. 67 – 77.
33. Пурыга Е.А., Хильченко А.Д., Квашинин А.Н., Моисеев Д.В., Иваненко С.В. «Широкополосные тракты усиления сигналов полупроводниковых детекторов излучения и частиц (обзор)» // *Приборы и техника эксперимента*. 2022. № 1. С. 44-57.
34. T. Wu, W. Zhang, H. Wang, Y. Zhou and Z. Yin, Research on the phase adjustment method for dispersion interferometer on HL-2a tokamak // *Plasma Sci. Technol.* 20 (2018) 065601
35. K.J. Brunner et al. Real-time dispersion interferometry for density feedback in fusion devices // 2018 JINST 13 P09002.
36. Tayag Tristan J., Watson R. Collins. Digital Demodulation of Interferometric Signals // *Modern Metrology Con-cerns.* — InTech, 2012, pp. 317—332.
37. A.D. Khilchenko, A.N. Kvashnin, E.I. Soldatkina, V.V. Prihodko, S.V. Ivanenko, V.B. Minaev, An improved DFT-based technique for plasma-induced phase shift in dispersion interferometer // *Rev. Sci. Inst.*, April 2025, 96(4).
38. Пономарева О.В., Пономарев А.И., Скользящее параметрическое ДПФ в задачах обнаружения тональных компонент // *Цифровая обработка сигналов*. 2012. N4. – С. 2 – 7.
39. Пономарев В.А., Пономарева О.В. и др., Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье // *Цифровая обработка сигналов*. 2014. N1. – С. 3 – 11.
40. <https://epics.anl.gov/base/R3-14/12-docs/AppDevGuide/node4.html>
41. Багрянский П.А., Зубарев П.В., Иваненко С.В., Киселёв А.И., Квашинин А.Н., Лизунов А.А., Моисеев Д.В., Мурахтин С.В., Пурыга Е.А., «Архитектура и программные средства системы управления экспериментальной установки КОТ». // XIX всероссийская конференция "Диагностика высокотемпературной плазмы", тезисы доклада на конференции, Стр.: 284-286, Год издания: 2021, Издательство "Тривант".

**Аппаратура регистрации экспериментальных данных на основе
быстродействующих АЦП. Адаптивные регистраторы.**

А.Д. Хильченко, А.Н. Квашнин, П.В. Зубарев, Е.А. Пурыга,
Д.В. Моисеев, В.А. Хильченко, С.В. Иваненко

Контакты:

Хильченко Александр Дмитриевич: A.D.Khilchenko@inp.nsk.su

Квашнин Андрей Николаевич: A.N.Kvashnin@inp.nsk.su

Зубарев Петр Васильевич: P.V.Zubarev@inp.nsk.su

Препринт ИЯФ СО РАН 2025-09

Ответственный за выпуск М.В. Кузин

Работа поступила 19.09.2025 г.

Сдано в набор 22.09. 2025 г.

Подписано в печать 22.09. 2025 г.

Формат бумаги 60×90 1/8 Объем 5,7 печ.л., 5 уч.-изд.л.

Тираж 90 экз. Бесплатно. Заказ № 10

Отпечатано в типографии «Академтех», г. Новосибирск